



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY**

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

**METODY PŘESNÉHO MĚŘENÍ NÍZKÝCH IMPEDANCÍ**

METHODS OF ACCURATE MEASUREMENT OF LOW IMPEDANCES

**DIZERTAČNÍ PRÁCE**

DOCTORAL THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Ing. Stanislav Mašláň**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

ADVISOR

**doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.**

**BRNO 2020**

## ABSTRAKT

Prezentovaná práce se zabývá vývojem metod pro měření nízkých impedancí pod  $10\ \Omega$  v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz. Práce je rozdělena na tři hlavní části. První část práce se zabývá vývojem unikátních a konstrukčně jednoduchých vypočitatelných etalonů odporu, které jsou použity jak ke kalibraci můstku, tak i jako referenční etalony pro vlastní měření. V další části práce je popsán návrh digitálního vzorkovacího můstku v různých topologiích pro kalibrace nízkých impedancí v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz. Je detailně rozebrán návrh HW komponent můstku a dále je detailně rozebráno zpracování signálu a korekční schéma můstku, které umožnilo dosažení pracovního kmitočtu až 1 MHz s rozšířenou nejistotou měření ( $k = 2$ ) pod 0,005% a 250  $\mu$ rad. V této části práce je mj. popsána unikátní metoda automatické kalibrace linearity můstku vyžadující jen minimální účast operátora. Dále je popsána integrace obvodového modelu můstku v prostředí Spice se SW můstku, která umožnila validaci všech funkcí můstku a také výpočet jeho nejistoty měření včetně vlivu interferencí mezi komponentami můstku. V poslední části práce jsou prezentována vybraná měření a mezinárodní porovnání prokazující vlastnosti vyvinutého můstku.

## KLÍČOVÁ SLOVA

impedance, digitální, vzorkování, můstek, nejistota, měření, etalon, koaxiální bočník, fáze, fázový posuv

## ABSTRACT

Overall topic of presented thesis is development of methods of measurement of low impedances below  $10\ \Omega$  in a frequency range up to 1 MHz. The thesis comprises of three main parts. First part of thesis describes design of unique and simple calculable standards of resistance that are used for calibration of the bridge and as the reference standards for the calibrations. Next part of theses is focused on design of digital sampling bridge in various topologies suitable for measurement of various types of impedance standards up to frequency of 1 MHz. The thesis describes the HW components, data processing and corrections scheme allowing the designed bridge to reach expanded uncertainties ( $k = 2$ ) below 0.005% and 250  $\mu$ rad at 1 MHz. One of the key points of the proposed corrections scheme is unique automatic linearity calibration method requiring minimal operator's effort. The theses also describes integration of Spice model of the bridge the bridge SW that allowed validation of functionality of the bridge and also analysis of uncertainty contributions related to interferences between the bridge components. The last part of the thesis shows selection of measurements of known impedances and international comparisons that proofs performance of the bridge.

## KEYWORDS

impedance, digital, sampling, bridge, uncertainty, measurement, coaxial shunt, phase angle, phase shift

MAŠLÁŇ, Stanislav. *Metody přesného měření nízkých impedancí*. Brno, 2020, 162 s. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma „Metody přesného měření nízkých impedancí“ jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele dizertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora



## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu disertační práce panu, doc. Ing. Petru Benešovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci. Dále bych rád poděkoval vedení Českého metrologického institutu za trpělivost, prostor a prostředky nutné pro vývoj můstku. Nakonec bych rád poděkoval kolegovi Mgr. Martinu Šírovi, Ph.D. především za spolupráci na vývoji nástrojů pro efektivní použití SW nástrojů LabVIEW a GNU Octave použitých k realizaci můstku a kolegovi Ing. Janu Kučerovi, Ph.D. za pomoc s validací vypočitatelných etalonů.

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>17</b>
<b>1 Současný stav</b>	<b>19</b>
1.1 Etalony impedance a definiční podmínky . . . . .	19
1.2 Vypočitatelné etalony impedance . . . . .	21
1.3 Impedanční můstky . . . . .	25
1.3.1 Autobalanční můstky . . . . .	25
1.3.2 Klasické transformátorové můstky . . . . .	27
1.3.3 Digitální impedanční můstky . . . . .	29
1.3.4 Digitální vzorkovací můstky . . . . .	30
<b>2 Cíle</b>	<b>34</b>
<b>3 Dosažené výsledky</b>	<b>35</b>
3.1 Vypočitatelný etalon odporu . . . . .	36
3.1.1 Charakterizace geometrie odporové smyčky . . . . .	39
3.1.2 Charakterizace permeability odporového vodiče . . . . .	41
3.1.3 Výpočet sériové impedance odporové smyčky . . . . .	42
3.1.4 Charakterizace kapacity a ztrátového činitele odporového vodiče	45
3.1.5 Charakterizace zbytkové impedance přechodu 4TP na bifilární smyčku . . . . .	47
3.1.6 Model etalonu . . . . .	49
3.1.7 Výpočet a nejistota . . . . .	50
3.1.8 Validace výpočtu . . . . .	53
3.2 Čtyřpárový digitální vzorkovací můstek . . . . .	55
3.2.1 Modifikace můstku . . . . .	56
3.2.1.1 Porovnání 4TP etalonu s koaxiálním bočníkem . . . . .	57
3.2.1.2 Porovnání dvou koaxiálních bočníků v 4TP zapojení . . . . .	57
3.2.1.3 Modifikace 4TP můstku pro nízké kmitočty . . . . .	58
3.2.1.4 Nízkofrekvenční koaxiální můstek pro porovnání koaxiál- ních bočníků . . . . .	61
3.2.2 Koaxiální tlumivky . . . . .	63

3.2.3	Generátory DDS . . . . .	65
3.2.4	Zesilovače a transformátory . . . . .	67
3.2.5	Digitizér . . . . .	71
3.2.6	Multiplexer . . . . .	72
3.3	Řídící software můstku . . . . .	80
3.3.1	Zpracování signálu . . . . .	82
3.3.1.1	Zpracování signálu . . . . .	83
3.3.1.2	Proces vyvažování můstku . . . . .	85
3.3.1.3	Proces měření offsetu nulového detektoru . . . . .	87
3.3.1.4	Proces měření poměru napětí . . . . .	88
3.3.1.5	Proces měření zatěžovacího efektu . . . . .	92
3.3.2	Postprocessing a korekční schéma můstku . . . . .	93
3.3.2.1	Korekce přeslechu . . . . .	93
3.3.2.2	Výpočet úbytků napětí na impedancích . . . . .	94
3.3.2.3	Korekce linearit můstku . . . . .	96
3.3.2.4	Výpočet poměru impedancí . . . . .	107
3.3.2.5	Korekce mezivstupové chyby přenosu multiplexeru . . . . .	107
3.3.2.6	Korekce zatížení $H_{POT}$ svorek . . . . .	108
3.3.2.7	Korekce chyb Kelvinova obvodu a offsetu nulového detektoru . . . . .	112
3.4	Model můstku, numerická validace a rozbor nejistot měření . . . . .	117
3.4.1	Modelování komponent . . . . .	118
3.4.2	Modelování interferencí . . . . .	119
3.5	Obvodové modely . . . . .	122
3.6	Validace korekčního schématu . . . . .	123
3.7	Nejistota měření . . . . .	123
3.8	Experimentální ověření vlastností můstku . . . . .	127
3.9	Vývoj měřicí schopnosti ČMI v KCDB databázi . . . . .	134
<b>4</b>	<b>Závěr</b>	<b>137</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>144</b>
	<b>Seznam veličin</b>	<b>146</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>155</b>
	<b>A Spice modely použité pro obvodovou simulaci můstku</b>	<b>156</b>
	<b>B Fotografie vypočitatelných bifilárních etalonů odporu</b>	<b>160</b>
	<b>C Fotografie VF sestavy můstku</b>	<b>161</b>

# Seznam obrázků

1.1	Náhradní schéma a fotografie 4TP etalonu impedance. Pozn.: jsou zanedbány vzájemné indukčnosti. . . . .	19
1.2	Upravená konstrukce 4TP etalonu impedance vhodná pro nízké impedance: a) Verze s oddělenými proudovými a napěťovými zeměmi, b) Symetrická verze s protažením koaxiálních přívodů až k samotnému impedančnímu prvku. . . . .	20
1.3	Náhradní schéma a fotografie koaxiálního etalonu impedance. . . . .	21
1.4	Nákres vypočitatelného etalonu odporu Haddádova typu (převzato z [7]). 1 – Kryt, 2 – PTFE disk, 3 – vnější trubka, 4 – pomocné otvory, 5 – pomocná trubka, 6 – odporový vodič, 7 – středící disk, 8 – šrouby, 9 – BPO konektory. . . . .	22
1.5	Nákres vypočitatelného etalonu odporu koaxiálního typu (převzato z [6]). . . . .	22
1.6	(a) Bifilární vypočitatelný etalon odporu s klasickými odporovými vodiči, (b) Varianta s páskovými vodiči, (c) Simulace proudové hustoty varianty s páskovými vodiči. Pozn.: simulováno technikou FEM. . . . .	24
1.7	Vypočitatelný koaxiální odporový bočník diskového typu (převzato z [11]). . . . .	24
1.8	Princip funkce autobalančního můstku. . . . .	25
1.9	Principiální zapojení 4TP můstku pro porovnávání impedancí stejného typu. . . . .	28
1.10	Topologie (a) dvoupárového a (b) čtyřpárového digitálního můstku se synchronizovanými generátory. . . . .	29
1.11	Možná principiální zapojení digitálních vzorkovacích můstků: a) řešení s Kelvinovou větví, b) řešení s korekcí na svodové admitance, c) řešení s izolačními transformátory. . . . .	31
1.12	Digitální vzorkovací můstek s eliminací úbytku napětí na spoji mezi etalony: a) zjednodušené zapojení, b) varianta s kompenzací chyb digitizérů a galvanicky odděleným napájením. . . . .	32
3.1	Nákres bifilárního vypočitatelného etalonu odporu. . . . .	36
3.2	Problém vzájemných indukčností mezi koaxiálními přívody a odporovým vodičem (vlevo) a ekvivalentní model (vpravo). . . . .	37

3.3	Řešení problému vzájemných indukčností mezi 4TP koaxiálními kabely a odporovým vodičem pomocí tzv. nulového etalonu (vlevo) a praktická realizace nulového etalonu (vpravo). . . . .	38
3.4	Přechod z 4TP připojení na odporový vodič přes pásková vedení na plošném spoji (vlevo) a detail přechodu (vpravo). Červená vrstva na výkresu tvoří pouze země, modrá vrstva je použita pro signál a stínění.	39
3.5	Vzorek s řezy bifilární smyčkou (vlevo) a optické měření geometrie (vpravo). . . . .	39
3.6	Charakterizace řezů odporového vodiče (vlevo) a bifilární odporové smyčky (vpravo) pomocí AFM+SThM mikroskopu. Reliéf je získán z dat AFM a barva z dat SThM. . . . .	40
3.7	Nákres geometrie odporové smyčky bifilárního etalonu a její připojení k desce plošných spojů. . . . .	41
3.8	Detail koncových deformací odporové smyčky. Vlevo připojení k DPS, vpravo ohyb smyčky. Vodič na fotografii má průměr cca 50 $\mu\text{m}$ i se smaltem. . . . .	41
3.9	Příklad simulovaného průřezu bifilární smyčkou pro účely výpočtu sériové impedance. Simulace metodou konečných prvků (nástroj FEMM). . . . .	43
3.10	Kmitočtová závislost sériové impedance bifilární odporové smyčky pro měrnou vodivost $\sigma_w = (2,27 \pm 0,10) \text{ MS/m}$ , rel. permeabilitu $\mu_r = (1,00 + 0,01)$ , $d_w = 40 \mu\text{m}$ a $b_w = 12 \mu\text{m}$ . . . . .	44
3.11	Relativní citlivostní koeficienty ac-dc difference činné složky odporu a indukčnosti v závislosti na průměru (vlevo) a vzdálenosti vodičů (vpravo) pro kmitočet $f = 1 \text{ MHz}$ , měrnou vodivost $\sigma_w = 2,27 \text{ MS/cm}$ a permeabilitu $\mu_r = 1,0$ . . . . .	45
3.12	Relativní citlivostní koeficienty ac-dc difference činné složky odporu a indukčnosti v závislosti na měrné vodivosti (vlevo) a relativní permeabilitě (vpravo) odporového vodiče pro kmitočet $f = 1 \text{ MHz}$ , průměr vodiče $d_w = 40 \mu\text{m}$ a vzdálenost vodičů $b_w = 12 \mu\text{m}$ . . . . .	45
3.13	Příklad simulovaného průřezu bifilární smyčkou s defekty pro účely výpočtu nejistoty mezivodičové kapacity. Simulace metodou konečných prvků (nástroj FEMM). . . . .	46
3.14	Relativní citlivostní koeficienty kapacity mezi vodiči v závislosti na průměru (vlevo) a vzdálenosti vodičů (vpravo) pro relativní permitivitu $\varepsilon_r = 3,72$ a sílu smaltu 6 $\mu\text{m}$ . . . . .	47
3.15	Fotografie nulového etalonu. Délka zkratovací propojky je $b \approx 0,3 \text{ mm}$ a průměr asi 50 $\mu\text{m}$ . . . . .	48
3.16	Vlastní impedance zkratovací propojky nulového etalonu podle obr. 3.15.	48

3.17	Změřená efektivní impedance nulového etalonu po korekci na vlastní impedanci zkratovací propojky podle obr. 3.15. . . . .	48
3.18	Model bifilárního vypočitatelného etalonu odporu. . . . .	49
3.19	Vypočtená kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty vypočitatelného bifilárního etalonu 100 $\Omega$ . . . . .	52
3.20	Vypočtená kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty vypočitatelného bifilárního etalonu 10 $\Omega$ . . . . .	52
3.21	Vypočtená relativní kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty poměru impedancí vypočitatelných etalonů 100:10 $\Omega$ . . . .	52
3.22	a) Dvousvorková varianta bifilárního etalonu (vlevo nahoře), nulový etalon pro korekci přechodové impedance (vpravo nahoře) a sada VF dvousvorkových etalonů (dole). b) mikrovlnný odpor velikosti SMD 0402 zapájený místo odporové smyčky. . . . .	53
3.23	Srovnání vypočtených hodnot modelu VF bifilárního etalonu 50 $\Omega$ s měřením můstkem korigovaným etalonu s mikrovlnnými odpory. . . .	54
3.24	Srovnání vypočtených hodnot modelu 4TP bifilárního etalonu 100 $\Omega$ s měřením digitálním můstkem proti etalonu s mikrovlnným odporem. .	54
3.25	Principiální schéma čtyřpárového digitálního vzorkovacího můstku. . .	55
3.26	Plné koaxiální zapojení čtyřpárového vzorkovacího můstku pro porovnání 4TP impedancí (varianta pro kmitočtový rozsah od 10 kHz do 1 MHz). . . . .	56
3.27	Vlevo zapojení 4TP můstku pro porovnání 4TP etalonu s koaxiálním bočnickem. Vpravo zapojení 4TP můstku pro porovnání dvou koaxiálních bočníků. . . . .	58
3.28	Zapojení můstku pro měření 4TP impedancí od nízkých kmitočtů s pomocným vyvažovacím obvodem. . . . .	59
3.29	Zapojení můstku pro měření 4TP impedancí od nízkých kmitočtů s izolátorem zemí etalonu $Z_2$ . . . . .	60
3.30	Příklad simulací zjištěného souhlasného proudu $L_{POT}$ a $H_{POT}$ kabely etalonu $Z_2$ v zapojení bez uzemněného pláště $Z_2$ (referenční), v zapojení s 4TP izolátorem a v zapojení s pomocným vyvažováním. . .	60
3.31	Příklad chyb měření impedance etalonu 1 $\Omega$ a 1 ns v zapojeních podle obr. 3.30. . . . .	60
3.32	Zapojení můstku pro porovnání koaxiálních bočníků v koaxiálním připojení (přímé diferenční zapojení úbytků napětí) pro kmitočty do 100 kHz. . . . .	62
3.33	Příklad simulací zjištěného souhlasného proudu $L_{POT}/H_{POT}$ kabely a kabely Kelvinova transformátoru pro koaxiální můstek s bočníky ve variantě s 4TP a diferenčním zapojením podle obr. 3.32. . . . .	62

3.34	Nejistoty měření podle experimentu z grafu na obr. 3.33. . . . .	62
3.35	Analýza zemních smyček koaxiální sítě můstku. Červeně jsou naznačeny jednotlivé zemní cesty nepřerušené tlumivkami. . . . .	64
3.36	Odhad příspěvku nejistoty měření vlivem parazitních kapacitních a magnetických vazeb v koaxiální sítě VF můstku získaných ze Spice modelu. Příklad je vypočten pro poměr impedancí 1:0,1 $\Omega$ . . . . .	65
3.37	Fotografie čtyřkanálového, modulárního DDS generátoru použitého pro vyvažování a řízení můstku. . . . .	66
3.38	Fotografie provedení hlavního napájecího transformátoru do 100 kHz. . . . .	67
3.39	Fotografie výkonového injekčního transformátoru kelvinova obvodu do 100 kHz se dvěma koaxiálními bočníky. . . . .	68
3.40	Principiální provedení výkonového injekčního Kelvinova transformátoru. . . . .	69
3.41	Zjednodušené schéma modulu VF výkonového zesilovače s obvodem LT1210. . . . .	69
3.42	Fotografie provedení 1 MHz výkonového zesilovače. . . . .	70
3.43	Konstrukce napájecích transformátorů $TR_M$ a $TR_K$ : a) Hlavní transformátor; b) Kelvinův transformátor. . . . .	70
3.44	Varianty konfigurace vstupů vzorkovací karty PXI 5922: a) Dva zemněné single-ended vstupy, b) Dva pseudo-rozdílové vstupy zemněné přes cca 200 $\Omega$ , c) Plně rozdílový vstup. . . . .	72
3.45	Princip funkce hlavního kanálu multiplexeru se substituční impedancí $\hat{Z}'_B$ . . . . .	72
3.46	Princip funkce hlavního kanálu multiplexeru se substituční impedancí $\hat{Z}'_B$ . . . . .	73
3.47	Fotografie vstupního modulu hlavního kanálu multiplexeru. . . . .	74
3.48	Vnitřní struktura hlavního kanálu multiplexeru. Tučné čáry znázorňují stínění. Zelená: koaxiální zem, Červená: excitační ekvipotenciál (guard 1), Modrá: hlavní ekvipotenciál (guard 2). Počty „1x“ až „3x“ označují počet paralelně zapojených relé. . . . .	74
3.49	Příklad časování ovládacích cívek multiplexeru při vzorkovací sekvenci vstupů: A-B. . . . .	75
3.50	Simulace magnetického toku ovládacích cívek jazýčkových kontaktů v prostředí FEMM: Vlevo standardní vinutí s nedostatečnou intenzitou pole na okrajích; Vpravo modifikovaný tvar. . . . .	76
3.51	Zjednodušený ekvivalentní impedanční model hlavního kanálu multiplexeru. . . . .	76
3.52	Principiální schéma výstupního bufferu multiplexeru. . . . .	77
3.53	Vstupní impedance bufferu vyjádřená v paralelním náhradním zapojení $C_P - G_P$ . . . . .	78

3.54	Analýza stability mezikanálového přenosu hlavního kanálu multiplexeru pomocí Allanovy variace. Reálná a imaginární složka mezikanálového přenosu $\hat{r}$ byla měřena pro dvě frekvence. . . . .	79
3.55	Fotografie multiplexeru. . . . .	79
3.56	Řídící SW vzorkovacího můstku. . . . .	80
3.57	Princip funkce řídícího SW impedančního můstku. . . . .	82
3.58	Typická sekvence měřících procesů pro měření poměru napětí můstkem. . . . .	83
3.59	Příklad měřící sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B. . . . .	83
3.60	Fázový šum (vlevo) a jeho směrodatná odchylka (vpravo) v závislosti na absolutní hodnotě nekorigované časové značky z digitizéru PXI 5922. . . . .	85
3.61	Příklad měřící sekvence multiplexeru pro vyvažování můstku. . . . .	85
3.62	Příklad uspořádání kalibračních vektorů Newtonovy metody pro vyvažování můstku. . . . .	87
3.63	Fluktuace napětí na vstupech multiplexeru C a D při přepínání hlavního vstupu A a B díky změně zatěžovací impedance Wagnerova obvodu. . . . .	88
3.64	Měřící sekvence multiplexeru pro měření offsetu nulového detektoru. . . . .	88
3.65	Příklad měřící sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s jedním dlouhým záznamem na každý vstup. . . . .	89
3.66	Příklad měření napětí $\hat{U}_A$ a $\hat{U}_B$ na kanálech A a B při driftu obou napětí v režimu časového multiplexu. . . . .	89
3.67	Příklad měřící sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s rozdělením záznamu na $M$ dílčích odečtů. . . . .	89
3.68	Relativní směrodatná odchylka měření poměru v závislosti na celkové délce záznamu pro jeden segment a záznam rozdělený na $M$ segmentů. Měření harmonické složky 60 Hz při rušivé složce 50,3 Hz (simulace). . . . .	90
3.69	Příklad měřící sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s $M$ dílčími měřeními a komutací pořadí A-B. . . . .	90
3.70	Příklad chyby měřeného poměru impedancí vlivem přechodového děje způsobeného dočasnou stejnosměrnou magnetizací napájecího transformátoru. . . . .	91
3.71	Příklad měření napětí $\hat{U}_A$ a $\hat{U}_B$ na kanálech A a B při driftu obou napětí s využitím dílčích odečtů a prokládání. . . . .	91
3.72	Měřící sekvence pro vyhodnocení vlivu zátěže $H_{\text{POT}}$ etalonů $Z_1$ a $Z_2$ . . . . .	92
3.73	Zapojení můstku pro měření přeslechu mezi vstupy multiplexeru se vstupem B jako referenčním. . . . .	93
3.74	Změřený přeslech mezi vstupy hlavního kanálu (vstup A→B) a mezi hlavním a pomocným kanálem (vstup A→C). . . . .	94



3.75	Vyhodnocení skutečné hodnoty $H_{\text{POT}}$ napětí pomocí proložení $N_f$ odečtů lineárními funkcemi $f_A()$ a $f_B()$ . Pozn.: Je zobrazena pouze reálná část. Prokládání ve skutečnosti probíhá v komplexním oboru. .	96
3.76	Příklad směrodatné odchylky v závislosti na počtu měření při zpracování zbytkových potenciálů $L_{\text{POT}}$ signálu prostým odečtením ( $H_{\text{POT}} - L_{\text{POT}}$ ) a průměrováním vs. proložením $H_{\text{POT}} = f(L_{\text{POT}})$ . Podmínky: měření rezistorů 100 k $\Omega$ , impedance nulového detektoru 10 k $\Omega$ , šum 2 $\mu$ V, randomizace vyvážení 30 $\mu$ V, měřicí napětí 1 V. . . . .	96
3.77	Zjednodušený model nelinearity můstku. . . . .	96
3.78	Zapojení pro kalibraci nelinearity můstku pomocí precizního indukčního děliče. . . . .	97
3.79	Příklad variace relativních chyb měření poměru 10:1 pro pět opakování self-kalibrace karty PXI 5922 (pracovní kmitočet 1 kHz). . . . .	99
3.80	Příklad rozsahu měření napětí $ \hat{U}_1 $ a $ \hat{U}_2 $ s kalibračním poměrem 1:10 pro dosažení stabilního řešení při výpočtu nelinearity můstku. Vlevo dostatečný rozsah, vpravo nedostatečný rozsah měření. . . . .	100
3.81	Příklad vypočtené nelinearity $g()$ . Modře je zobrazen rozsah získaných $g()$ pro různé počty bodů $N_P$ . Červeně jejich medián - výsledná nelinearita $g()$ . . . . .	102
3.82	Změřené napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:10 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 20 mV až 0,6 V. Průhledný graf zobrazuje totéž měření po aplikaci vypočtené korekční křivky $g()$ . . . . .	103
3.83	Změřené napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V. Průhledný graf zobrazuje totéž měření po aplikaci vypočtené korekční křivky $g()$ . . . . .	104
3.84	Detail linearizované napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V. . . . .	104
3.85	Nekorigovaná napěťová a kmitočtová závislost chyby měření časové konstanty $\tau$ při měření poměru impedancí 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V. . . . .	105
3.86	Model měření se dvěma různými nelinearitami. . . . .	105
3.87	Měření soufázové chyby indukčního děliče s poměrem 1:10 linearizovaným párem multimetrů Agilent 3458A. . . . .	106
3.88	Zapojení můstku pro měření mezivstupové chyby přenosu vstupů A-B.	107
3.89	Mezivstupová chyba hlavního kanálu multiplexeru při spojení vstupů A-B. . . . .	108

3.90	Zjednodušené náhradní schéma ukazující zatížení $H_{\text{POT}}$ svorky etalonu. Vlevo fyzická reprezentace parazitních prvků, vpravo zjednodušené náhradní schéma. . . . .	109
3.91	Chyba měřené impedance vlivem zatížení $H_{\text{POT}}$ svorky v závislosti na sériové impedanci $\hat{Z}_{\text{PH}}$ . . . . .	109
3.92	Plné náhradní schéma použité pro automatickou korekci vlivu zatížení $H_{\text{POT}}$ svorky etalonu. . . . .	110
3.93	Příklad měření zatěžovacího efektu a jeho proložení mocninnou funkcí. . . . .	111
3.94	Ověření funkčnosti korekce zatěžovacího efektu vložení koaxiálního kabelu do série s $H_{\text{POT}}$ svorkou. Vložený úsek kabelu měl parametry cca 47 nH, 30 mΩ a 16 pF. . . . .	112
3.95	Náhradní schéma Kelvinova obvodu. . . . .	113
3.96	Příklad chyby můstku vlivem offsetu nulového detektoru s korekcí a bez korekce pro měření poměru odporů 1:10 kΩ. . . . .	115
3.97	Ověření funkčnosti korekce chyby Kelvinova obvodu vložení koaxiálního kabelu do série s $L_{\text{CUR}}$ svorkou. Vložený úsek kabelu měl cca 47 nH, 32 mΩ a 16 pF. . . . .	116
3.98	Zjednodušené blokové schéma simulátoru vzorkovacího můstku: Červená - m-funkce SW můstku; Zelená - m-funkce simulátoru; Modrá - obvodový simulátor Spice. . . . .	117
3.99	Náhradní schéma použité pro simulaci koaxiálních kabelů s koaxiální tlumivkou s komplexní permeabilitou. Červeně jsou vyznačeny automaticky generované interference s dalšími prvky schématu. . . . .	119
3.100	Příklad generování parazitní vazby mezi koaxiálním kabelem a zemním vodičem. Parazitní vazby jsou zvýrazněny červeně. . . . .	120
3.101	Odhad příspěvku nejistoty koaxiální sítě VF můstku získaných ze Spice modelu. Příklad je vypočten pro poměr impedancí 1 μF a 100 mΩ. . . . .	124
3.102	Test konzistence můstku se třemi etalony. Grafy vyjadřují odchylku můstku $\delta\hat{Z} = \hat{r}_1\hat{r}_2\hat{r}_3 - 1$ při měření tří poměrů tří etalonů A, B, C (1 kΩ, 3,2 nF, 350 Ω) $\hat{r}_1 = A:B$ , $\hat{r}_2 = B:C$ , $\hat{r}_3 = C:A$ . . . . .	127
3.103	Test konzistence můstku se třemi proudovými bočníky. Grafy vyjadřují odchylku můstku $\delta\hat{Z} = \hat{r}_1\hat{r}_2\hat{r}_3 - 1$ při měření tří poměrů tří bočníků A, B, C (1 A, 3 A, 5 A) $\hat{r}_1 = A:B$ , $\hat{r}_2 = B:C$ , $\hat{r}_3 = C:A$ . Měření proudem 1 A. . . . .	128
3.104	Měření etalonu kapacity 10 nF precizními můstkem Andeen Hagerling a digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s odporem 10 kΩ na kmitočtu 1 kHz. . . . .	128

3.105	Měření etalonu indukčnosti 10 mH Maxwell-Wienovým můstkem (MWB) a digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s různými referenčními etalony (1 k $\Omega$ , 100 $\Omega$ a 10 $\Omega$ ) na kmitočtu 1 kHz. . . . .	129
3.106	Měření proudového bočníku 5 A nízkofrekvenční aparaturou do 100 kHz digitálním můstkem porovnáním s bočníkem 1 A (poměr 1:3,5). Srovnání s kalibrací klasickou ac/dc technikou. . . . .	129
3.107	Porovnání měření etalonu 1 k $\Omega$ klasickým 4TP IVD můstkem [43] a digitálním vzorkovacím můstkem. . . . .	130
3.108	Měření etalonu kapacity 1 nF: S-matrix technikou; Porovnáním s etalonem 100 pF; Porovnáním s etalonem 100 $\Omega$ ; Porovnáním s etalonem 1 k $\Omega$ . . . . .	130
3.109	Mezinárodní porovnání ac/dc difference koaxiálního proudového bočníku 100 mA (6 $\Omega$ ). ČMI (ac/dc) - měření ac/dc technika; ČMI (dig: 100 $\Omega$ ) - dig. můstek poměr 1:16; ČMI (dig: 10 $\Omega$ ) - dig. můstek poměr 1:1,6; BEV Rakousko (ac/dc) - ac/dc technika; RISE Švédsko (digital) - vzorkovací aparatura; INRIM Itálie (ac/dc) - ac/dc technika. . . . .	131
3.110	Mezinárodní porovnání časové konstanty koaxiálních proudových bočníků 100 mA (6 $\Omega$ ), 300 mA (2 $\Omega$ ) a 1 A (600 m $\Omega$ ) mezi ČMI a RISE Švédsko. . . . .	132
3.111	Zapojení digitálního vzorkovacího můstku ČMI pro kalibraci převodu napětového děliče. . . . .	133
3.112	Mezinárodní porovnání odporového děliče 1:15 na kmitočtu 1 MHz: ČMI Digitál - dig. vzorkovací můstek; ČMI PXI - přímé měření vzorkovací kartou; RISE Švédsko ac/dc - ac/dc technika; RISE Švédsko PXI - přímé měření vzorkovací kartou; INRIM Itálie ac/dc - ac/dc technika (pozn.: podhodnocené nejistoty). . . . .	133
A.1	Model můstku pro porovnání koaxiálních bočníků ve 4TP režimu. . . . .	156
A.2	Model můstku pro porovnání koaxiálních bočníků v diferenciálním režimu. . . . .	157
A.3	Model můstku pro porovnání 4TP impedancí do 100 kHz. . . . .	158
A.4	Model můstku pro porovnání 4TP impedancí od 10 kHz od 1 MHz. . . . .	159
B.1	Fotografie 4TP vypočitatelných bifilárních odporů založených na DPS adaptérech. . . . .	160
C.1	Fotografie VF sestavy můstku v zapojení pro porovnání 4TP odporu s koaxiálním bočníkem. . . . .	161
C.2	Detail připojení etalonů sestavy VF můstku v zapojení pro porovnání 4TP odporu s koaxiálním bočníkem. . . . .	162

# Seznam tabulek

3.1	Rozpočet nejistot pro bifilární etalony 10 a 100 $\Omega$ pro kmitočet 1 MHz.	51
3.2	Příklad rozpočtu nejistot pro VF můstek: poměry impedancí do 1:10, napětí minimálně 20 mV, impedance 100 m $\Omega$ až 10 $\Omega$ .	125
3.3	Příklad rozpočtu nejistot pro VF můstek: poměry impedancí do cca 1:1,1, napětí minimálně 50 mV, impedance 100 m $\Omega$ až 10 k $\Omega$ .	125
3.4	Příklad typických rozšířených nejistot měření pro NF můstek: napětí minimálně 20 mV, impedance 100 m $\Omega$ až 100 k $\Omega$ .	126
3.5	Vývoj měřicích schopností ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty střídavého odporu. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\Omega/\Omega$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.	134
3.6	Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2017. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\text{rad}$ . $f$ je kmitočet v kilohertzích.	135
3.7	Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2019. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\text{rad}$ . $f$ je kmitočet v kilohertzích.	135
3.8	Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\text{rad}$ . $f$ je kmitočet v kilohertzích. Pozn.: Tyto CMC jsou v procesu schvalování.	135
3.9	Vývoj měřicí schopnosti ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty kapacity v letech 2015 až 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\text{F}/\text{F}$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.	136
3.10	Vývoj měřicí schopnosti ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty ztrátového činitele v letech 2017 až 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách $\mu\text{rad}$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.	136

# Úvod

Tato práce se věnuje oblasti přesného měření elektrické impedance v kmitočtovém rozsahu do 1 MHz se speciálním zaměřením na nízké hodnoty impedance pod  $10\ \Omega$ .

Hlavní motivace pro výzkum v této oblasti souvisí s problematikou měření elektrického výkonu a kvality elektrické energie (PQ). V posledních desetiletích došlo ke značnému rozšíření použití impulzních zdrojů v nejrůznějších spotřebičích. Vzhledem k jejich jednoduchosti a tím i nedokonalé, či žádné filtraci, produkují značné množství harmonických složek v kmitočtovém pásmu až stovek kilohertz, které mj. ovlivňují funkci elektroměrů. Dále, na druhé straně sítě, jsou zdrojem proudů v širším kmitočtovém pásmu frekvenční měniče, např. používané u fotovoltaických projektů. S rostoucím množstvím takových spotřebičů a zdrojů v síti roste také potřeba monitorování kvality elektrické energie a měření výkonu v širším kmitočtovém rozsahu. Tuto oblast sice pokrývají některé komerčně dostupné výkonové analyzátoři, nicméně ke své korektní funkci je nezbytné kalibrovat jejich proudové vstupy nebo externí proudové převodníky. V tomto směru ovšem v době zahájení řešení této práce nebyla k dispozici metrologická návaznost, především pokud jde o fázovou chybu bočníků. Navíc, vzhledem k množícím se případům, kdy elektroměry chybně vyhodnocují takto zkreslené průběhy, se předpokládá i budoucí úprava norem tak, aby byla pokryta i oblast těchto kmitočtů (tzv. „supraharmonics“). Z tohoto důvodu tedy vznikla v oblasti metrologie potřeba s předstihem řešit metrologickou návaznost v oblasti měření elektrického výkonu a parametrů kvality elektrické energie v širším kmitočtovém rozsahu. Je třeba mimo jiné vyřešit kalibraci fázového úhlu proudových převodníků. Kmitočtovou závislost impedance bočníků lze uspokojivě řešit technikou ac-dc difference pomocí termokonvertorů. Fázový úhel již takto jednoduše měřit nelze a je tedy třeba použít modifikovaných fázoměrů nebo speciálních impedančních můstků schopných pracovat s porovnávacími proudy ideálně i v řádu desítek ampér.

V době řešení této práce navíc Český metrologický institut (ČMI), oddělení primární metrologie elektrických veličin v Brně, plnil roli koordinátora mezinárodního projektu TracePQM [1] v rámci programu EMPIR [2], který se zabýval vytvořením modulárního systému pro kalibrace výkonu a PQ parametrů až do oblasti megahertz. Součástí projektu bylo mimo jiné i rozšíření kalibrace fáze i ac-dc difference proudových bočníků do 1 MHz s rozšířenou nejistotou pod  $800\ \mu\text{rad}/\text{MHz}$ , což bylo v roce zahájení řešení (2016) nedosažitelné.

Další motivací pro vývoj metod měření impedance v této oblasti je absence návaznosti nebo nedostatečné nejistoty měření v oblasti měření malých impedancí v širším kmitočtovém rozsahu. V České republice sídlí několik významných výrobců pasivních elektrických součástek, především kondenzátorů a indukčností. Např. v oblasti kapacit jsou vyžadovány kalibrace pro vysoké kapacity až do řádu desítek

milifaradů a především ztrátového činitele. V oblasti ztrátového činitele mělo v době zahájení řešení této práce ČMI registrovanou měřicí schopnost (CMC) v mezinárodní databázi KCDB [3] jen pro kmitočet 1 kHz a kapacity do 1  $\mu\text{F}$ , což bylo odvozeno od rozsahu komerčního kapacitního můstku Andeen Hagerling 2500A [4]. Obdobná situace byla a stále je i v řadě dalších národních laboratoří (NMI). Mimo kmitočet 1 kHz často CMC jednotlivých NMI odpovídají přímému odečtu běžnými RLC můstky a jsou tedy zejména pro nízké impedance zcela nedostačující.

Mimo oblast téměř ideálních kapacit a odporů, tedy ve zbytku komplexní roviny impedance, pak CMC prakticky neexistují. To je problém především pro indukčnosti, které, na rozdíl od odporů a kapacit, vykazují značnou vedlejší složku impedance (sériový odpor). Pro jejich přesné měření je tedy třeba velmi přesně určit i fázi, nejen modul impedance, což např. tradiční transformátorové můstky neumožňují.

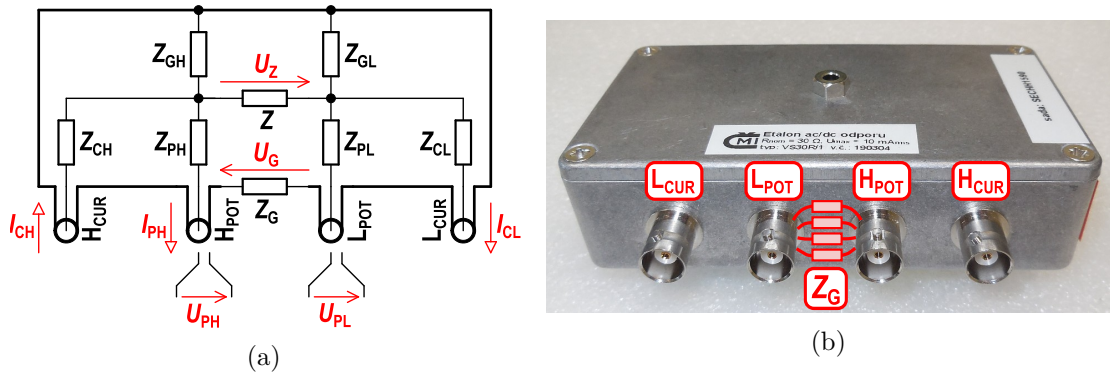
Společným řešením uvedených problémů jsou digitální impedanční můstky. Ty umožňují přesné kalibrace impedance v celé komplexní rovině ve značném kmitočtovém rozsahu a zároveň umožňují použití vysokých porovnávacích proudů nutných pro kalibrace vysokoproudových bočníků. Jejich použití navíc není omezeno jen pro nízké impedance, ale některé topologie mohou být využity minimálně do desítek kiloohmů. Jeden můstek tak umožňuje pokrýt široký rozsah kalibrací.

# 1 Současný stav

Následující kapitoly rozebírají v současnosti používané etalony a metody jejich kalibrace. Především se zaměřují na oblast impedancí nízkých hodnot.

## 1.1 Etalony impedance a definiční podmínky

Před vlastním přehledem metod měření impedance budou stručně rozebrány etalony impedance, kterých se tato práce týká a jejich definiční podmínky. Zatímco praktická měření s impedančními můstky se zpravidla týkají dvousvorkových prvků (2T), pro účely kalibrací impedančních můstků (nebo obecně metrologické účely) jsou zpravidla používány etalony v tzv. čtyřpárovém provedení (4TP). Jedná se o čtyřbran, jehož zjednodušený ekvivalentní interní model je zobrazen na obr. 1.1.



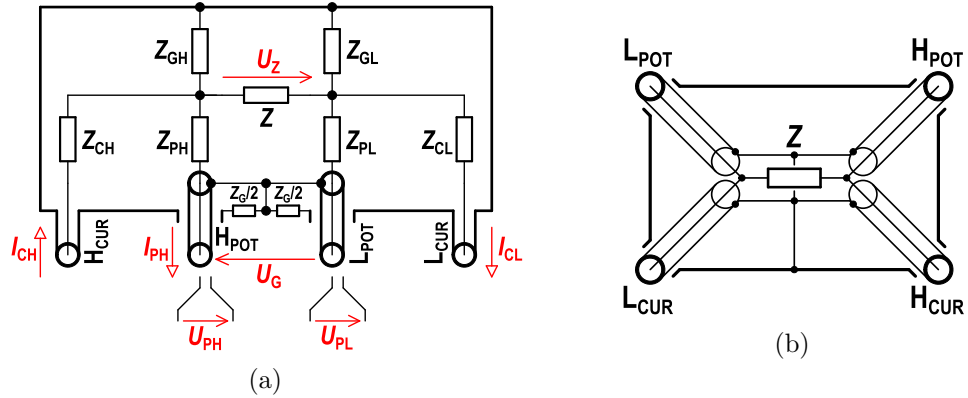
Obr. 1.1: Náhradní schéma a fotografie 4TP etalonu impedance. Pozn.: jsou zanedbány vzájemné indukčnosti.

Etalony tohoto typu jsou zpravidla vybaveny koaxiálními konektory typu BNC, případně pro vyšší přesnosti BPO a pro vyšší kmitočty menšími konektory typu SMA nebo SMB. Ideální z hlediska kmitočtové závislosti etalonu by bylo považovat za hodnotu etalonu přímo vnitřní impedanci  $\hat{Z}$ , což může být např. vhodná SMD součástka. To je ovšem díky ostatním parazitním prvkům etalonu neproveditelné bez jejich charakterizace. Proto je zpravidla pro 4TP etalony definována referenční rovina na hraně jeho svorek. Aby však bylo měření různými můstky porovnatelné, je nutné navíc stanovit definiční podmínky měření. První podmínkou je nulový potenciál  $\hat{U}_{PL} = 0$  na potenciálové svorce  $L_{POT}$ . Díky tomu je na svodové impedanci  $\hat{Z}_{GL}$  prakticky nulový potenciál a tím i minimální unikající proud. Druhou podmínkou je nulový proud  $\hat{I}_{PH} = 0$  svorkou  $H_{POT}$ . Tím je minimalizována chyba vlivem impedance  $\hat{Z}_{PH}$ , tj. nevzniká na ní úbytek napětí. Třetí definiční podmínkou je vyvážený proud koaxiálními svorkami  $H_{CUR}$  a  $L_{CUR}$ , tj. proud živým vodičem koaxiálních konektorů

se musí vracet plášťem. To je nutné díky vzájemným indukčnostem mezi vnitřními prvky etalonu i plášťem. Ty ovlivňují zejména fázový úhel etalonů nízkých impedancí. Za těchto podmínek je efektivní impedance etalonu definována dle vztahu:

$$\hat{Z}_{\text{EF}} = \frac{\hat{U}_{\text{PH}} - \hat{U}_{\text{PL}}}{\hat{I}_{\text{PH}}}. \quad (1.1)$$

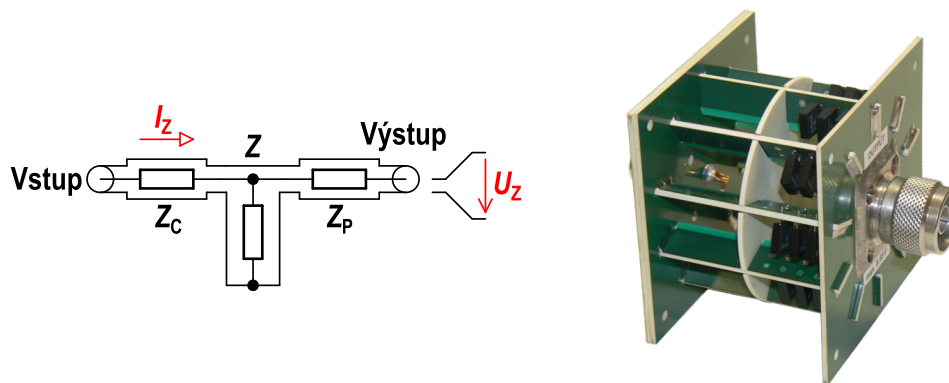
Poslední podmínka je pro měření etalonů nízkých impedancí klíčová, protože u etalonů v tomto konstrukčním provedení měřicí proud vracející se plášťem vyvolává úbytek napětí  $\hat{U}_G$  na konečné impedanci pláště etalonu  $\hat{Z}_G$ . Díky definici efektivní impedance dle rovnice 1.1 se tento úbytek stává součástí měřené efektivní impedance  $\hat{Z}_{\text{EF}}$ . Tento efekt při nevyvážených proudech může u typických etalonů odporu dosahovat změny impedance o cca  $300 \mu\Omega$  i při mědi propojených pláštích BNC konektorů. Z tohoto důvodu se často etalony nízkých impedancí realizují v modifikované formě dle obr. 1.2, zapojení a). Zde je spoj potenciálových zemí izolován od hlavní proudové země a je s ní spojen jen v jednom bodě. Při zanedbání vzájemných indukčností mezi pláštěm a potenciálovou zemí je úbytek  $\hat{U}_G$  nulový a efekt nevyvážených proudů je značně potlačen. Alternativním řešením je pak zapojení podle obr. 1.2, zapojení b), kde jsou všechny svorky upnuté do panelu izolovaně a koaxiální vedení od nich je vedeno co nejbližěji samotnému impedančnímu prvku. Pokud navíc všechny koaxiální kabely svírají vzájemný úhel cca  $90^\circ$ , pak je rovněž potlačen i vliv vzájemných indukčností. U praktických měření si ovšem nelze vybírat typ etalonu a vhodnost měřících metod je tedy třeba posuzovat pro všechna možná provedení.



Obr. 1.2: Upravená konstrukce 4TP etalonu impedance vhodná pro nízké impedance: a) Verze s oddělenými proudovými a napěťovými zeměmi, b) Symetrická verze s protažením koaxiálních přívodů až k samotnému impedančnímu prvku.

Druhým typem etalonu, který se však v nízkofrekvenční impedanční metrologii obvykle nepoužívá, je dvouportový koaxiální etalon. Tato práce však předpokládá kalibrace koaxiálních proudových bočníků, které jsou realizovány právě v tomto





Obr. 1.3: Náhradní schéma a fotografie koaxiálního etalonu impedance.

provedení. Zapojení etalonu a příklad provedení je ukázán na obr. 1.3. Vlastní impedance etalonu  $\hat{Z}$  je zapojena proti koaxiální zemi. Obdobně jako v případě 4TP etalonů je třeba při měření zajistit nulový měřicí proud na výstupu, jinak na výstupní impedance  $\hat{Z}_p$  vzniká úbytek napětí.

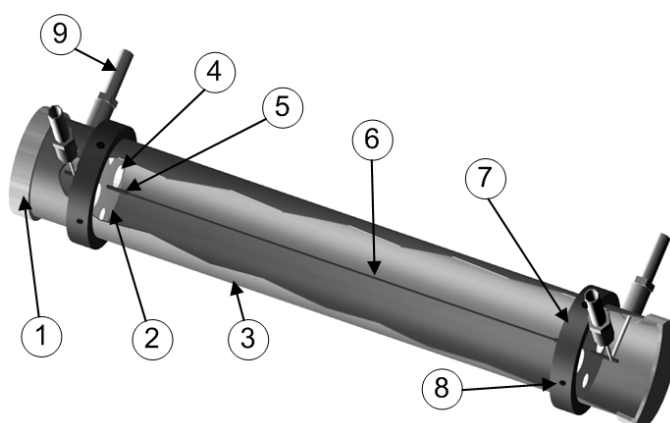
## 1.2 Vypočitatelné etalony impedance

Speciální kategorií etalonů používaných v primární metrologii jsou etalony odporu s vypočitatelnou kmitočtovou závislostí. Pro oblast vyšších kmitočtů, kde nelze přímo použít např. střídavé měření s kvantovým Hallovým jevem (KHJ), jsou tyto etalony hlavním zdrojem metrologické návaznosti. Existuje řada variant vhodných pro různé impedance od jednotek miliohmů až po řádově 100 kΩ. U těchto etalonů je vypočitatelný jak odpor, tak fázový úhel, resp. časová konstanta  $\tau$ . Dají se rozdělit na dvě hlavní skupiny:

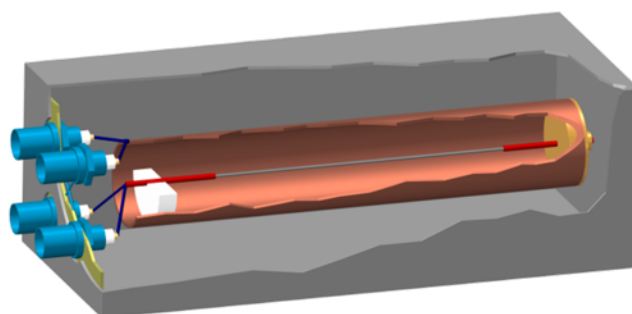
- Sada etalonů s identickou geometrií, ale různými odpory vlastních elementů. Impedance jednoho nebo více etalonů sady je určena matematickým postupem na základě předpokladu, že jedinou změnou je odpor elementů.
- Etalon s odporovými elementy takové geometrie, u které lze analyticky či numericky vypočítat kmitočtovou závislost impedance.

Příkladem první topologie jsou etalony v konstrukčním uspořádání typickém pro koaxiální bočníky, tj. známá konstrukce s přepážkami osazenými rezistory podle obr. 1.3. Tyto bočníky lze osazovat rezistory různých hodnot beze změny ostatních parametrů. Tento postup byl popsán např. v [5]. Jinou variantou je řešení s klecovou konstrukcí s paralelními odporovým vodiči, které lze nahradit měděnými o stejném průřezu a tím opět získat dva etalony se stejnou indukčností a kapacitou, ale odlišnou činnou složkou odporu. Tato řešení vedou k výborným nejistotám časových konstant (až 50 ps) ovšem neposkytují uspokojivou nejistotu pro činnou složku impedance.

Příkladem druhé topologie, tj. klasických vypočitatelných etalonů, jsou etalony s odporovými vodiči různých geometrií. Základní variantou je Haddádův odpor podle obr. 1.4, kde je jedno odporové vlákno soustředně umístěné v kovové trubce. Koaxiální konektory pro 4TP připojení jsou umístěny na koncích. Jinou variantou je koaxiální etalon podle obr. 1.5, kde je opět jedno vlákno, ale proud se vrací měděnou trubkou zpět a přechod na 4TP je tedy na jednom konci etalonu, což je praktičtější řešení pro vyšší kmitočty. S těmito etalony lze dosáhnout nejistoty činné složky odporu až v řádu  $10^{-6}$  na 1 MHz, jak je uvedeno v [6]. Jsou ovšem vhodné spíše pro vyšší hodnoty odporu od  $100\ \Omega$  výše a jsou poměrně komplikované na výrobu, pokud má být dosažena požadovaná nejistota. Pokud by tyto konstrukce měly být použity pro nízké impedance, pak by vycházela příliš vysoká indukčnost a koncové efekty, tj. přechod z odporového vodiče na vnější trubku, by zvyšovaly nejistotu až řádově.



Obr. 1.4: Náčrtek vypočitatelného etalonu odporu Haddádova typu (převzato z [7]).  
1 – Kryt, 2 – PTFE disk, 3 – vnější trubka, 4 – pomocné otvory, 5 – pomocná trubka,  
6 – odporový vodič, 7 – středící disk, 8 – šrouby, 9 – BPO konektory.



Obr. 1.5: Náčrtek vypočitatelného etalonu odporu koaxiálního typu (převzato z [6]).

Pro oblast nižších impedancí nad  $1\ \Omega$  jsou tedy relevantní spíše etalony bifilárního typu v různých variantách. Touto oblastí se zabývá např. [8]. Základní princip

je naznačen na obr. 1.6. Cílem vývoje vypočitatelných etalonů je většinou dosáhnout co nejnižší časovou konstantu  $\tau$ . Ta je v případě bifilárních etalonů přibližně vypočitatelná podle vztahů:

$$L_{\text{EF}} = L_{\text{W}} - 2M_{\text{W}}, \quad (1.2)$$

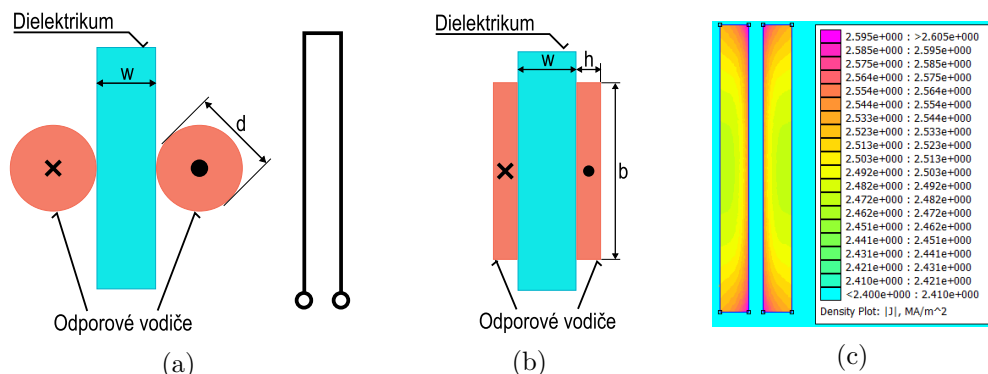
$$\tau = \frac{L_{\text{EF}}}{R_{\text{W}}} - \frac{C_{\text{W}}R_{\text{W}}}{2}, \quad (1.3)$$

kde  $L_{\text{W}}$  je vlastní indukčnost odporového vodiče bifilární smyčky,  $M_{\text{W}}$  vzájemná indukčnost rovnoběžných úseků smyčky,  $C_{\text{W}}$  kapacita mezi rovnoběžnými vodiči a  $R_{\text{W}}$  činný odpor vodiče. Je zjevné, že za jistých podmínek lze nalézt takovou geometrii, kdy se kapacitní a indukčnostní složky vyruší. Pro etalony vyšších hodnot, kde jsou vodiče napnuty volně v prostoru se tímto problémem zabývá např. [9]. Pro etalony pod  $100 \Omega$  však vychází potřebná vzdálenost mezi vodiči velmi malá, takže jsou zpravidla připevněny na vhodném dielektrickém nosiči, např. na křemenném skle. Tento nosič ovšem nelze ztenčovat pod určitou mez a také není snadné zajistit rovnoběžnost vodičů, resp. změřit skutečnou vzájemnou pozici vodičů po celé délce bifilární smyčky. To vede jak k rostoucí nejistotě činného odporu, tak časové konstanty. Rozšířená nejistota časové konstanty vychází u těchto etalonů nad  $1 \text{ ns}$ , což je pro účely této práce asi desetkrát vyšší hodnota než požadovaná.

Pro nižší hodnoty odporu existuje navíc varianta bifilárních etalonů s páskovými vodiči podle obr. 1.6. Tato varianta umožňuje dosáhnout s ještě přijatelně velkými rozměry odporového elementu hodnotu odporu  $1 \Omega$ . Toto řešení ovšem vykazuje značnou kmitočtovou závislost i nejistotu jak odporu, tak časové konstanty, protože změřit přesně geometrii je ještě složitější než pro kruhové vodiče. Kromě bifilárních etalonů existují ještě varianty s násobně přeloženou smyčkou jako kvadrifilární či oktofilární např. podle [10]. Ty jsou ovšem pro nízké impedance opět nevhodné.

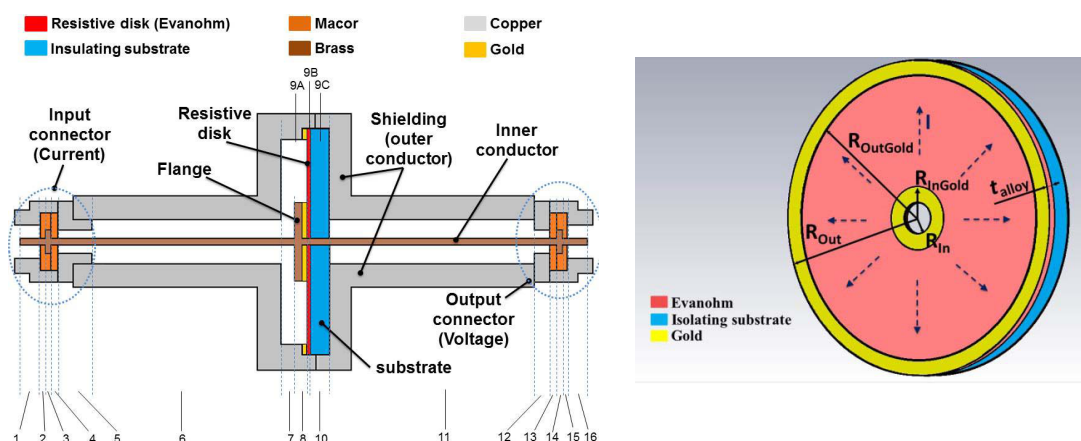
Společným problémem všech 4TP etalonů nižších hodnot jsou tzv. koncové efekty. Vlastnosti samotné odporové smyčky, či smyček pro kvadrifilární a oktofilární varianty odporu, lze poměrně snadno spočítat. S klesající impedancí ovšem roste jednak vliv nejistoty výpočtu ohybů vodiče a především vliv přechodu z odporové smyčky na 4TP koaxiální konektory. Moderní přístup k řešení koncových efektů je použití numerického modelování metodou konečných prvků (FEM) ve třech rozměrech, což ovšem vyžaduje značné úsilí, speciální SW nástroje a v případě výpočtu nejistot i značný výpočetní výkon. Navíc ověřitelnost výsledků je pro absenci jiných přesnějších etalonů či kalibračních metod problematická. Zde je tedy značný prostor k hledání praktičtějších řešení.

Pro oblast nízkých impedancí např. až do řádu miliohmů, která je praktická pro kalibraci proudových bočníků, jsou vhodné vypočitatelné etalony s diskovým odporovým elementem. V současnosti nejlepším příkladem je bočník vyvinutý na LNE [11]. Náčrt je naznačen na obr. 1.7. Základem je disk s tenkou odporovou



Obr. 1.6: (a) Bifilární vypočitatelný etalon odporu s klasickými odporovými vodiči, (b) Varianta s páskovými vodiči, (c) Simulace proudové hustoty varianty s páskovými vodiči. Pozn.: simulováno technikou FEM.

vrstvou nebo fólií. Rezonanční kmitočet těchto etalonů je cca 500 MHz a navíc tenká odporová fólie zajišťuje minimální skin efekt, takže kmitočtová závislost na 1 MHz je velmi nízká. Etalony tohoto typu by v budoucnosti mohly představovat hlavní zdroj návaznosti pro silnoproudé bočníky i v pásmu nad 1 MHz. Předpokládá se jejich kalibrace technikou vektorových impedančních analyzátorů (VNA) kompenzovaných právě těmito vypočitatelnými bočníky, které lze dle autorů realizovat minimálně do hodnoty  $15\ \Omega$ . Vyšší hodnoty odporu by vyžadovaly extrémně tenkou odporovou vrstvu nebo rozměrný disk. Existují sice varianty s napařovanou vrstvou [12], ovšem ty nejsou snadno realizovatelné a také charakterizovatelné. Obecně ovšem etalony koaxiálního typu nejsou vhodné jako reference pro kalibrace 4TP etalonů impedance, což je jeden z cílů práce. K tomuto účely by mohly být použity pouze v kombinaci s S-Matrix technikou [13].



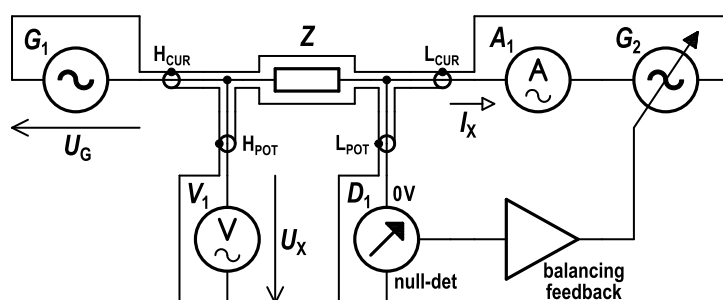
Obr. 1.7: Vypočitatelný koaxiální odporový bočník diskového typu (převzato z [11]).

## 1.3 Impedanční můstky

V současnosti používané metody měření nízkých impedancí jsou rozepsány v následujících kapitolách. Metody jsou posuzovány z pohledu schopnosti měření nízkých impedancí, nicméně většinou jsou aplikovatelné i na vyšší hodnoty impedance.

### 1.3.1 Autobalanční můstky

Zřejmě nejběžnější metodou měření impedancí v praxi je použití autobalančních můstků. Je to sice metoda používaná především v sekundární metrologii, nicméně za jistých okolností může dostačovat i pro nejpřesnější měření. Princip funkce těchto impedančních můstků je znázorněn na obr. 1.8.



Obr. 1.8: Princip funkce autobalančního můstku.

Nejedná se v principu o klasický můstek, kde jsou přímo porovnávány dvě impedance. Měřená impedance  $\hat{Z}$  je zde napájena z generátoru napětí  $G_1$  do proudové svorky  $H_{CUR}$ . Napětí potenciálové svorky  $L_{POT}$  je pak pomocí nulového detektoru a autobalančních obvodů generátorem  $G_2$  vyvažováno na nulu. Tím je zajištěno, že ze svorky  $L_{POT}$  do pláště etalonu neteče svodový proud, což je obdoba Wagnerovy země známé z klasických transformátorových můstků [14]. Následně je na svorce  $H_{POT}$  měřen synchronním voltmetrem  $V_1$  vektor napětí na etalonu  $\hat{U}_X$  a synchronním ampérmetrem  $A_1$  vektor proudu etalonem  $\hat{I}_X$ . Z těch je následně vypočtena komplexní impedance etalonu:

$$\hat{Z}_X = \frac{\hat{U}_X}{\hat{I}_X}. \quad (1.4)$$

Je zřejmé, že dosažitelná nejistota měření je dána přesností řady interních korekcí prováděných můstkem. Můstek totiž porušuje dvě ze tří definičních podmínek 4TP impedance. Předně zatěžuje svorku  $H_{POT}$  díky své konečné vstupní impedanci. To vede k rezonanci s výstupní impedancí  $H_{POT}$  svorky etalonu a tím k nárůstu indikované hodnoty impedance. Tento nežádoucí jev SW můstku potlačuje pomocí vhodné korekce. Ta je však nastavena pro určitou typickou hodnotu výstupní impedance  $H_{POT}$  svorky. Např. u můstků Keysight je to impedance kalibračního etalonu

Keysight 16380A, tedy asi 15 nH. Pro jiné etalony, nebo při použití adaptéru na jiné připojení, např. koaxiální, naroste tato impedance o minimálně další desítky nanohenry a tím narůstá i chyba můstku do řádu 0,01 %. Lze ji sice korigovat experimentálně pozorováním změny chyby můstku v závislosti na vložené známé sériové indukčnosti, ale je to dosti pracná metoda s omezenou přesností. Jiné můstky řeší tento problém např. pomocí dodaného prvku známých vlastností, na který si SW můstku vytvoří korekci, ovšem tento prvek je málokdy k dispozici v provedení, ve kterém se právě měří (např. koaxiální dvouportové zapojení).

Další problém pak je, že autobalanční můstky, možná až na pár dosud neidentifikovaných modelů, nejsou schopné zajistit vyvážené proudy všemi čtyřmi kabely zejména na nízkých kmitočtech. Můstky jsou sice na svých svorkách vybaveny koaxiálními tlumivkami, ale ty jsou většinou malé a začínají tak fungovat až od desítek kilohertz. Proto není neobvyklé, že při měření etalonů malých impedancí v provedení podle obr. 1.1 dochází k offsetu měřené hodnoty na nízkých kmitočtech a s rostoucím kmitočtem tento offset mizí. Tomuto jevu nelze dost dobře nijak zabránit. Experimenty s vkládáním externích koaxiálních tlumivek se příliš neosvědčily, protože opět narušují korekční schéma můstku.

Mimo problému definičních podmínek je ještě třeba vzít v úvahu i gradient napětí vznikající na kabelu svorky  $L_{CUR}$ . Je zjevné, že díky konečné impedanci kabelu na něm vznikne gradient napětí a dojde k úniku části proudu mimo měřicí obvod. SW můstku to opět koriguje pro typický kabel definované délky, ale při měření přes adaptéry tato korekce přestává fungovat a manuální korekce je velmi obtížná.

Proto jsou tyto můstky pro přesná měření používány prakticky výhradně v poměrovém režimu, tj. jsou jimi postupně měřeny impedance  $\hat{Z}_{M1}$  a  $\hat{Z}_{M2}$  etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  a samotný můstek slouží pouze jako transfer etalon. Vlastní hodnota etalonu je pak vypočtena jako:

$$\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1 \cdot \frac{\hat{Z}_{M2}}{\hat{Z}_{M1}}, \quad (1.5)$$

kde  $\hat{Z}_1$  je známá hodnota etalonu  $Z_1$  a  $\hat{Z}_2$  je výsledná hodnota měření. Takové měření má však několik zásadních nedostatků. Především takto mohou být porovnány jen etalony stejných nominálních hodnot, tedy s odchylkou modulu impedance ideálně do řádu jednotek procent a s co nejbližšími fázovými úhly. S rostoucím poměrem impedancí  $\hat{Z}_1$  a  $\hat{Z}_2$  začne do měření vstupovat nelinearita rozsahu můstku, která musí být pro korektní měření důkladně prověřena. To však nelze snadno provést bez můstků vyššího řádu nebo bez většího množství etalonů známých hodnot, případně indukčních děličů. Příklad charakterizace nelinearity RLC můstků v plné komplexní rovině s využitím poměrně komplikovaného simulátoru impedance je uveden např. v [15]. Tato technika však zdaleka není použitelná pro všechny můstky. Linearita v rámci jednotlivých rozsahů byla testována také např. v [16]. Ani poměrové měření

však neřeší problém rozdílných výstupních impedancí  $H_{\text{POT}}$  svorky etalonů a problém unikajícího proudu z  $L_{\text{CUR}}$  kabelu.

Další vlastností autobalančních můstků je rovněž fakt, že neměří absolutní impedanci 4TP etalonu, ale změřené hodnoty jsou vždy vztažené k nulovým etalonům, které korigují zbytkové impedance (SHORT a OPEN korekce). Pro nízké impedance hraje roli jen korekce zbytkové sériové impedance SHORT  $\hat{Z}_{\text{SH}}$ . Změřené hodnoty jsou tak vždy rozdíl  $(\hat{Z}_X - \hat{Z}_{\text{SH}})$ . Problémem je, že zkratovací modul SHORT nikdy nemá dokonale nulovou impedanci  $\hat{Z}_{\text{SH}}$ . Pokud není zbytková hodnota známá, pak vnáší do měření další chybu a to i v poměrových měřeních. Charakterizace zbytkových impedancí SHORT modulu, tj. měření hodnot v řádu mikroohmů a jednotek pikohenry je poměrně nová oblast. Měření v této oblasti impedancí bylo provedeno např. zde [17].

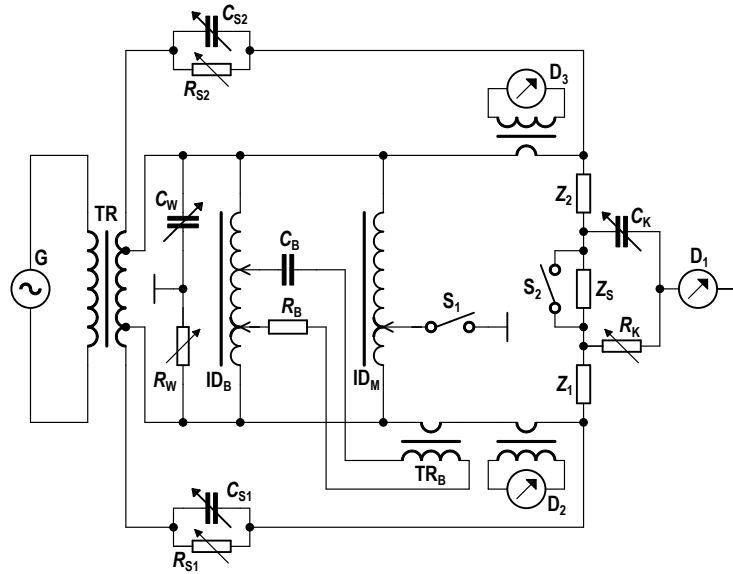
Nevyvážení proudů v koaxiálních kabelech u těchto můstků také znamená, že nejsou plně potlačena magnetická pole a výsledky měření jsou pak značně závislé na vzájemné poloze kabelů. Pokud se během výměny porovnávaných etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  polohy kabelů změní, je do měření vnesená další chyba. Tento efekt roste s klesající impedancí. Přesto však existují případy, kdy byl pro charakterizaci proudových bočnic použit právě RLC můstek, viz systém použitý v NMI RISE [18] a [19]. Zde jsou pro korekci fázových chyb můstků použity vypočitatelné etalony indukčnosti. Celá metoda je ovšem použitelná jen pro vyšší kmitočty, kde jsou již proudy v koaxiálních kabelech relativně vyvážené i díky vlastní indukčnosti koaxiálního kabelu. Pro nižší kmitočty je použita extrapolace, což není z metrologického pohledu korektní řešení. Navíc celá metoda předpokládá výbornou fázovou linearitu můstku.

Závěrem tedy lze říci, že autobalanční můstky jsou použitelné spíše pro měření impedancí nad  $10\ \Omega$ , přičemž s výjimkou porovnávání dvou etalonů stejného typu a nominální hodnoty nelze pro kmitočet 1 MHz očekávat nejistoty pod asi 0,01%. Pokud jsou však porovnávány dva etalony identické konstrukce i hodnoty, tak pro impedanci  $10\ \Omega$  lze reálně dosáhnout nejistot měření pod  $20\ \mu\Omega/\Omega$  i na 1 MHz. Takového výsledku lze ovšem dosáhnout pouze ve výjimečných situacích.

### 1.3.2 Klasické transformátorové můstky

Dosud nejpresnější metodou pro kalibrace impedancí jsou klasické transformátorové můstky. Tato problematika je velmi dobře rozebrána v [14]. Zjednodušené zapojení 4TP můstku pro porovnávání impedancí stejného typu je uvedeno na schématu na obr. 1.9.

Hlavní poměr impedancí etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  je určen precizním indukčním děličem  $ID_M$ . Místo vícedekádových nastavitelných děličů se kvůli přesnosti používá pevný indukční dělič s poměrem např. 1:10 a jemné vyvážení zajišťuje komplexní napětí



Obr. 1.9: Principiální zapojení 4TP můstku pro porovnávání impedancí stejného typu.

přičtené do série s  $ID_M$  přes injekční transformátor  $TR_B$  z pomocného nastavitelného děliče  $ID_B$ . Dále je použit obvod Wagnerovy země s prvky  $R_W$  a  $C_W$ , který zajišťuje nulový potenciál srovnávacího spoje etalonů. Aby mohl můstek měřit čtyřpárově, je navíc doplněna Kelvinova větev s prvky  $R_K$  a  $C_K$ . Pro dosažení nulového proudu z napěťových svorek jsou navíc ještě doplněny dva komplexní zdroje proudu  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ ,  $C_{S1}$  a  $C_{S2}$  a pomocné nulové indikátory  $D_1$  a  $D_2$ . Jak je patrné, můstek obsahuje celkem 10 stupňů volnosti a během procesu vyvažování se všechny vzájemně ovlivňují. Pro nižší kmitočty lze sice vynechat pomocné proudové zdroje  $R_{S1}$ ,  $C_{S1}$  a  $R_{S2}$ ,  $C_{S2}$ , takže se počet vyvažovacích prvků zredukuje na šest, ale stále se jedná o zdlouhavý proces měření.

V současnosti jsou tyto můstky automatizovány nahrazováním pomocných vyvažovacích prvků fázově spřaženými elektronickými generátory DDS, takže minimálně pomocné vyvažování probíhá automaticky, viz např. [20]. Případně také byly provedeny experimenty s děliči ovládanými pomocí relé [21].

Tyto topologie pro kmitočty okolo 1 kHz dosahují nejistot až  $10^{-9}$  na hlavní složce impedance. Pro impedance pod  $1 \Omega$  jsou pak nejistoty přinejlepším v řádu  $10^{-7}$ . Cenou za tuto nejistotu je ovšem nemožnost porovnat impedance s jiným než nominálním poměrem, tj. např. 1:10. Dále se hodnoty etalonů nesmí příliš odlišovat od nominálních hodnot, jinak roste velikost napětí injektovaného z  $TR_B$  a tím i nejistota. Dále nelze porovnat etalony různého typu, tj. např.  $R - C$ . K tomu slouží kvadrurní topologie můstku s ještě vyšším počtem stupňů volnosti vyvažování. Rovněž není možné porovnávat cívky, protože jejich fázové úhly jsou značně rozdílné.

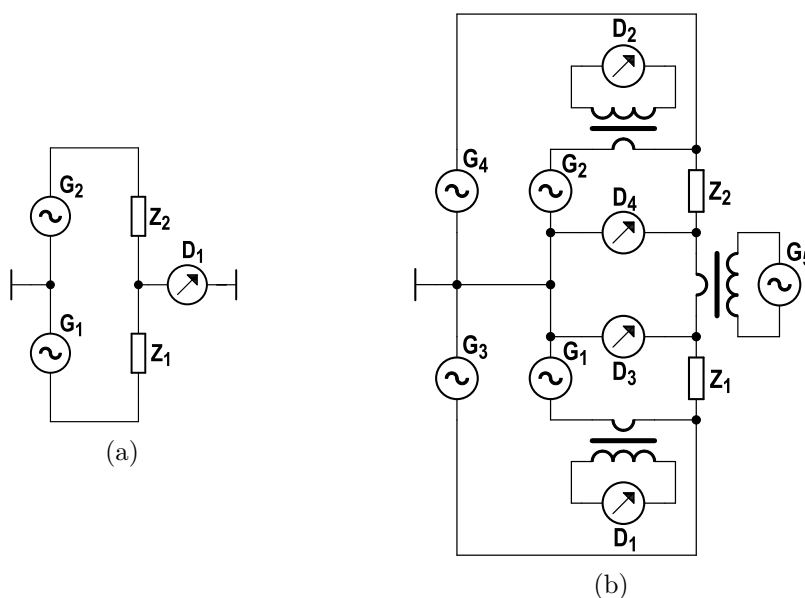


Zároveň je nelze použít ve větším kmitočtovém rozsahu. Pro pokrytí rozsahu desítek hertz až 1 MHz je třeba několik samostatných můstků s odpovídajícími modifikacemi topologie (transformátory a tlumivky).

Z uvedených důvodů se tyto můstky příliš nehodí pro častější měření. Smysl mají spíše pro několik nejpřesnějších měření, jako např. navázání pracovních etalonů v oblasti pod  $1\ \Omega$  na vypočitatelné etalony odporu s hodnotami nad  $100\ \Omega$ , kde lze dosáhnout lepších nejistot. Dále již měření probíhá dalšími metodami.

### 1.3.3 Digitální impedanční můstky

Další skupinou můstků jsou můstky založené výhradně na precizních elektronických zdrojích DDS (Direct Digital Synthesis). U tohoto typu můstků je hlavní transformátor kompletně nahrazen párem fázově spřažených DDS generátorů. Poměr impedancí je u těchto můstků definován komplexním poměrem DDS generátorů  $G_1$  a  $G_2$ . Výhodou je, že tato topologie vykazuje téměř konstantní nejistotu měření v plné komplexní rovině. Můstek tedy není limitován na diskrétní poměry impedancí etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$ . Lze jím porovnat libovolné dvě impedance s libovolnými fázovými úhly. Základní topologii se dvěma zdroji (DSB - Dual Source Bridge) představuje dvoupárový můstek (2TP) na obr. 1.10 vlevo, kterým nelze měřit nízké impedance. Příkladem tohoto můstku pro frekvenční pásmo do 1 MHz je např. [22].



Obr. 1.10: Topologie (a) dvoupárového a (b) čtyřpárového digitálního můstku se synchronizovanými generátory.

Omezení DSB můstků (2TP měření) lze odstranit rozšířením na 4TP topologii pomocí dalších zdrojů jak je ukázáno na obr. 1.10 vpravo. Příkladem implementace

je např. [23]. Použití této topologie pro kmitočty 1 MHz v době řešení této práce však nebylo demonstrováno.

Výhodou této topologie je tedy široký rozsah měřitelných impedancí i široký použitelný kmitočtový rozsah. Pro nízké kmitočty lze dosáhnout nejistoty měření v řádu  $10^{-7}$  V/V. Nevýhodou je, že pro takové nejistoty a zejména pro vyšší kmitočty je třeba realizovat velmi stabilní fázově spřažené DDS generátory. Na rozdíl od vzorkovacích můstků je třeba, aby hlavní DDS generátory  $G_1$  a  $G_2$  měly vynikající stabilitu mezikanálového zisku a fáze pokud možno alespoň v řádu hodin. Navíc je složitější kalibrovat jejich linearitu, jednak kvůli omezené stabilitě a také díky dvěma různým nelinearitám generátorů  $G_1$  a  $G_2$ , proti možnosti kalibrovat jen jednu nelinearitu u vzorkovacích můstků s multiplexerem.

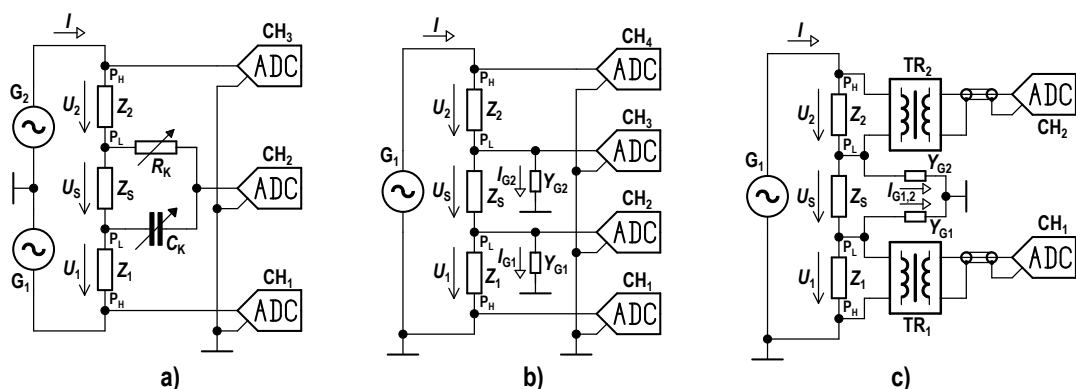
### 1.3.4 Digitální vzorkovací můstky

Posledním typem můstků jsou digitální vzorkovací můstky. Ty se výborně hodí pro oblast nízkých impedancí. U těchto můstků je poměr impedancí určen měřením komplexních úbytků napětí  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  na etalonech  $Z_1$  a  $Z_2$  na základě číslcového zpracování navzorkovaných průběhů napětí zaznamenaných pomocí precizních digitizérů. Impedance je pak vypočtena jako u klasických můstků:

$$\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}. \quad (1.6)$$

Společným problémem v oblasti nízkých impedancí ve čtyřsvorkovém 4T nebo 4TP režimu je úbytek napětí  $\hat{U}_S$  mezi napětovými svorkami etalonů. Ve schématech na obr. 1.11 je tento úbytek znázorněn impedancí vodiče  $\hat{Z}_S$ . Bohužel vhodné digitizéry mají své vstupy prakticky vždy galvanicky spojeny se zemí, takže nelze jednoduše použít dvoukanálovou kartu a připojit jeden kanál ke každé z impedancí. Vhodné není ani použití rozdílových zesilovačů, protože činitel potlačení souhlasného napětí (CMRR) je velmi omezující a s rostoucím kmitočtem se takové řešení stává prakticky nepoužitelné. Rozdílové zesilovače jsou použity např. v [24], ovšem s omezením do cca 100 kHz. Jednou výjimkou jsou nízkofrekvenční můstky založené na precizních vzorkovacích multimetrech Agilent 3458, které nabízí dostatečný CMRR (viz. přehled [25]). Ty jsou však vhodné jen pro kmitočty do řádu jednotek kilohertz a nízké impedance.

Základní variantou je zapojení podle obr. 1.11, schéma a) které se používá např. v NMI INMETRO [26]. Problém úbytku je zde řešen klasickou Kelvinovou větví známou z transformátorových můstků. Ta je ovšem manuálně vyvažovaná a případná automatizace je poměrně komplikovaná. Samotné vyvážení je zajištěno nastavením poměru fázově spřažených generátorů  $G_1$  a  $G_2$ . Schéma je zjednodušené, protože pro správnou funkci je nutné zajistit kompenzaci rozdílných přenosů digitizérů  $CH_1$  a



Obr. 1.11: Možná principiální zapojení digitálních vzorkovacích můstek: a) řešení s Kelvinovou větví, b) řešení s korekcí na svodové admittance, c) řešení s izolačními transformátory.

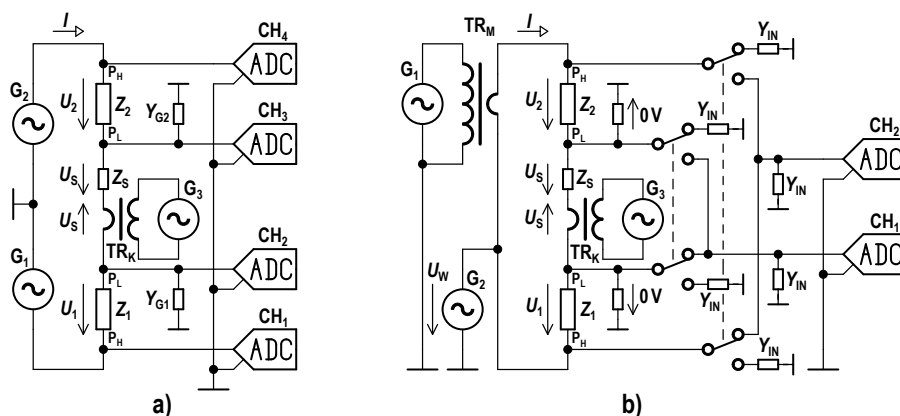
CH<sub>3</sub>. To se v praxi řeší měřením jedním společným digitizérem s multiplexerem v konfiguraci 1 ze 2 v režimu časového multiplexu. Případně může být před měřením provedena kalibrace spojením obou kanálů paralelně a změřením jejich vzájemné chyby. V tomto režimu je ovšem třeba počítat s omezenou časovou stabilitou zisku a fáze digitizérů.

Další možné řešení podle schématu na obr. 1.11, varianta b) bylo použito v NMI RISE [27]. Jedná se o minimalistické řešení, kde jsou obě impedance napájeny společným zemněným zdrojem Clarke Hess 8100 (do 100 A na 100 kHz). Není zde nijak řešeno vyvažování, tj. na spoji etalonů je nenulové napětí. To vede k tomu, že část porovnávacího proudu  $\hat{I}$  uniká přes vstupní admittance kabelů a digitizérů  $\hat{Y}_{G1}$  a  $\hat{Y}_{G2}$ . Tento problém je řešen pomocí korekce. Problémem je, že vstupní admittance použitých digitizérů National Instruments 5922 je značně kmitočtově závislá, viz. např. měření [28] a navíc je závislá i na teplotě. Toto řešení je tedy použitelné především pro velmi nízké impedance a vysoké porovnávací proudy, kde svodové proudy  $\hat{I}_{G1}$  a  $\hat{I}_{G2}$  jsou malé a stačí tedy určit vstupní admittance s relativně malou přesností. Nicméně již bylo prokázáno, že řešení je funkční až do 1 MHz. Opět je zde ale nutné řešit mezikanálové chyby digitizérů a jejich omezenou stabilitu, která omezuje dosažitelné nejistoty poměru impedancí na minimálně asi 0,01%.

Zcela odlišné řešení bylo implementováno v NMI INRIM [29]. Schéma je uvedeno na obr. 1.11, zapojení c). Můstek je hrubě vyvážen pomocí dvou zdrojů, tak aby ve srovnávacím bodě bylo zhruba nulové napětí. Samotné úbytky napětí jsou měřeny přes speciální izolační transformátory. Jedná se o relativně komplikované dvoustupňové transformátory s pomocným buzením napájeným přes buffer s vysokou vstupní impedancí. Samotné vstupní vinutí je vybaveno ekvipotenciálovým stíněním a připojení k etalonům i digitizérům je řešeno přes triaxiální kabely, kde prostřední stínění je opět napájeno z ekvipotenciálových bufferů. Díky těmto úpravám transfor-

mátor vykazuje zdánlivou vstupní impedanci v řádu stovek kiloohmů. Problémem této topologie jsou poměrně obtížně realizovatelné transformátory. Ty navíc nedokáží pracovat při kmitočtech pod cca 500 Hz. Dále je třeba počítat s korekcí na zatížení bočníků vstupní impedancí transformátorů, která je ovšem značně závislá na kmitočtu, na impedanci digitizéru a díky nelinearitě také na amplitudě napětí. Autoři předpokládají, že tyto chyby vykompenzují záměnou obou transformátorů v polovině měření, nicméně to ne zcela řeší problém jejich nelinearit. Navíc napětí na spojených svorkách etalonů nejsou nulová, takže opět dochází k úniku části proudu do země.

Další používaná varianta je uvedena na schématu a) na obr. 1.12. Toto řešení je používáno s drobnými modifikacemi např. v NMI VSL [30] nebo METAS [31].



Obr. 1.12: Digitální vzorkovací můstek s eliminací úbytku napětí na spoji mezi etalony: a) zjednodušené zapojení, b) varianta s kompenzací chyb digitizérů a galvanicky odděleným napájením.

V těchto zapojeních je úbytek mezi napěťovými svorkami eliminován pomocí třetího fázově spřaženého zdroje  $G_3$ . Můstek je pak vyvážen poměrem generátorů  $G_1$  a  $G_2$ . Tím je zajištěno, že na obou  $P_L$  svorkách je nulové napětí a tím je zcela zamezeno unikání části porovnávacího proudu do země. Zbývá tak již jen měřit komplexní poměr napětí na  $P_H$  svorkách. Jiná praktická realizace tohoto typu můstku je uvedena na schématu b) na obr. 1.12. Namísto dvou výkonových zdrojů je použit jeden společný  $G_1$ . Ten je galvanicky oddělen izolačním transformátorem, který zároveň slouží k impedančnímu přizpůsobení. Vyvažování je zde zajištěno pomocným napěťovým zdrojem  $G_2$ . Toto řešení napájení je použito např. v NMI VSL [32]. Schéma b) zároveň ukazuje praktické řešení kompenzace mezikanálových chyb digitizérů pomocí multiplexeru. Vstupy multiplexeru jsou od měřených etalonů buďto odděleny pomocí bufferů nebo musí být zajištěno, že jsou napěťové svorky etalonů zatěžovány konstantní admitancí bez ohledu na zvolenou trasu multiplexeru. To je v tomto zapojení řešeno pomocí substitučních admitancí  $\hat{Y}_{IN}$ .

Výhodou vzorkovacích můstek je, že k jejich vyvažování nejsou třeba DDS generátory s vysokou stabilitou nebo linearitou. Komplexní poměr napětí je určen pomocí digitizérů, jejichž nestabilitu zisku a fáze lze snadno eliminovat časovým multiplexem. I na nejnižších kmitočtech je perioda multiplexu maximálně stovky milisekund, takže dlouhodobá stabilita digitizérů nehraje žádnou roli. Jediným požadavkem na digitizéry je stabilita jejich linearity a amplitudové a kmitočtové rozlišení DDS generátorů, aby bylo možné můstek vyvážit.

Vzorkovací můstky navíc umožňují realizaci různých speciálních topologií, které obchází problémy zemních smyček. Dále také umožňují různá atypická měření, jako např. přímé měření zkreslení bufferů s jednotkovým přenosem.

Většina publikovaných můstek uvedených topologií v době zahájení řešení této práce byla navržena pro kmitočty do 20 kHz, většinou se vzorkovacími multimetry Agilent 3458A. Některé byly určeny pro kmitočty do 100 kHz, většinou s využitím digitizérů National Instruments 4461 a jen jediný podle [27] do 1 MHz. Podle diskuze s autory se však jedná o experimentální řešení a je stále ve vývoji protože je mimo jiné poněkud problematické zajistit větší porovnávací proudy na kmitočtech v okolí megahertz. Mezinárodní porovnání v oblasti fázových chyb bočníků (provedené jen do 100 kHz) ukázala sice shodu v rámci nejistot měření, nicméně rozptyl výsledků i nejistoty samotné byly značné a nejistoty zdaleka nedosahovaly požadavků této práce. Je zde tedy stále prostor pro další vývoj. Dosažitelná rozšířená nejistota měření s touto topologií je v krajním případě cca  $1 \mu\text{V/V}$  a  $0,5 \mu\text{rad/kHz}$ .

## 2 Cíle

Celkovým cílem práce je kompletní řešení metrologie nízkých impedancí pod  $10\ \Omega$  v kmitočtovém rozsahu minimálně do 1 MHz.

Hlavním cílem je vyvinout a realizovat digitální vzorkovací můstek schopný porovnávat především nízké impedance v plné komplexní rovině v kmitočtovém rozsahu minimálně do 1 MHz. Můstek bude určený primárně pro oblast impedancí pod  $10\ \Omega$ , tj. pro proudové bočníky a nízkoimpedanční 4TP etalony. Potenciální možnost měření běžných 4TP etalonů do alespoň desítek kiloohmů je rovněž žádoucí. Topologie by měla být zároveň použitelná pro obecné měření komplexního poměru napětí např. pro účely kalibrace napěťových děličů a přenosů zesilovačů. Ke konstrukci můstku by se měly pokud možno použít komponenty již dostupné na oddělení elektrických veličin ČMI Brno.

Dílčím cílem je vyřešit způsob generování porovnávacího proudu. Pro oblast do 100 kHz je předpokládán rozsah do cca 20 A. Na kmitočtu 1 MHz by měly být zesilovače schopné dodat ideálně alespoň 5 A speciálně pro účely kalibrace koaxiálních proudových bočnicků. Budou zváženy možnosti realizace jednoho univerzálního zdroje schopného pokrýt celý rozsah kmitočtů. Pokud se nepodaří realizovat zesilovač takových parametrů, bude pro oblast do 1 MHz vyvinut samostatný zesilovač uzpůsobený pro napájení proudových bočnicků pravděpodobně s použitím výstupních transformátorů.

Dalším cílem je vyřešení kompletní kalibrace můstku, především pak jeho linearity a jeho validace pomocí modelu a měření etalonů známých hodnot. K tomuto účelu budou využity jak vypočitatelné etalony, etalony kalibrované jinými metodami a také porovnání s bočníky kalibrovanými klasickou ac-dc metodou pomocí termokonvertorů.

Jako dílčí cíl budou vyvinuty vypočitatelné etalony co nejjednodušší konstrukce, které bude možné vyrobit v hodnotách pod  $100\ \Omega$ . Ty budou využity jak ke kalibraci můstku, tak i jako referenční etalony pro odvození stupnice impedance nízkých hodnot.

Výsledkem řešení všech uvedených cílů bude postupné navýšení měřicích schopností ČMI v KCDB databázi do vyšších kmitočtů a nižších impedancí. Stav před řešením této práce je popsán v kapitole 3.9. Cílové rozšířené nejistoty můstku včetně příspěvku referenčních etalonů jsou pod  $100\ \mu\Omega$  pro modul impedance na 1 MHz a pod  $700\ \mu\text{rad}/\text{MHz}$  pro fázový úhel.

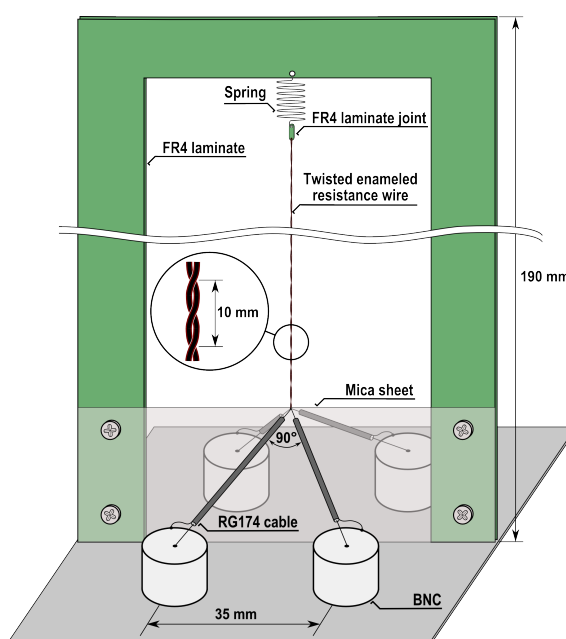
### 3 Dosažené výsledky

Následující kapitoly popisují vyvinutý měřicí systém pro nízké impedance. Nejprve jsou prezentovány nové vypočitatelné etalony odporu, které posloužily ke kalibraci digitálního můstku i jako referenční etalony pro vlastní měření. Dále je prezentován digitální vzorkovací impedanční můstek, jeho varianty pro různé kmitočty a porovnávané etalony. Detailně je rozebráno zpracování signálů, prováděné korekce i metody kalibrace můstku. Dále je prezentován model můstku a rozbor nejistot měření. Závěrem je prezentována série validačních měření a mezinárodní porovnání prokazující vlastnosti můstku.

### 3.1 Vypočitatelný etalon odporu

Pro kalibraci linearity můstku i jako zdroj metrologické návaznosti pro oblast nízkých impedancí byly zvoleny vypočitatelné etalony odporu bifilárního typu. Tento typ etalonů byl zvolen, protože je zjevně nejjednodušší na konstrukci a lze je realizovat v relativně nízkých hodnotách minimálně od asi  $10\ \Omega$  výše. Cílem vývoje bylo především získat etalon fázového úhlu, resp. časové konstanty. Cílová rozšířená nejistota (pro koeficient rozšíření  $k = 2$ ) časové konstanty byla zvolena  $U(\tau) < 110\ \text{ps}$  ( $700\ \mu\text{rad}$ ) podle požadavku EMPIR [2] projektu TracePQM [1]. Vedlejší cíl je přirozeně také známá hodnota činné složky odporu. Zde byla požadována cílová nejistota pod  $50\ \mu\Omega/\Omega$  na kmitočtu 1 MHz.

První experimenty s vývojem těchto etalonů byly provedeny s holými odporovými vodiči umístěnými na slídové podložce síly  $100\ \mu\text{m}$ . Etalony realizované touto metodou ovšem vykazovaly značnou časovou konstantu v řádu jednotek nanosekund a nejistoty minimálně 1 ns, protože je bylo obtížné geometricky charakterizovat. Kmitočtová závislost odporu do kmitočtu 100 kHz byla v řádu  $10^{-6}$ . Pro vyšší kmitočty však byly prakticky nepoužitelné kvůli nejistotě geometrie vodičů.



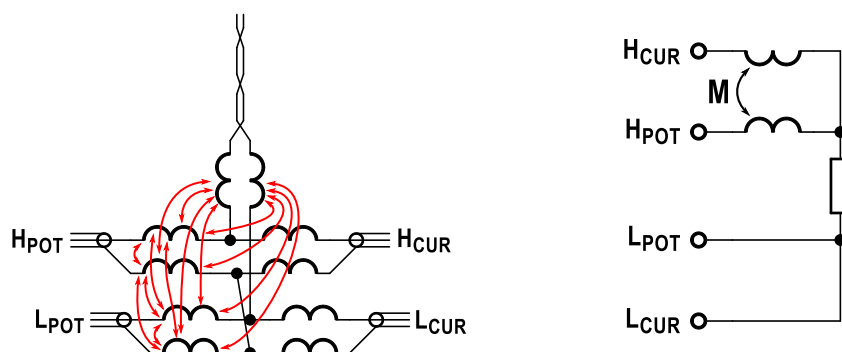
Obr. 3.1: Nákres bifilárního vypočitatelného etalonu odporu.

Proto byla vyvinuta neobvyklá alternativní konstrukce [33]. Holé odporové vodiče byly nahrazeny smaltovanými, takže bylo možné vynechat dielektrický nosič, který zbytečně navyšuje mezeru mezi vodiči a tím i indukčnost smyčky vodiče. Aby vodiče držely v pevných polohách a ležely těsně na sobě, byly lehce stočeny se stoupáním



asi 10 mm. Toto stočení má vzhledem k průměru vodičů prakticky nulový vliv na indukčnost smyčky a jen minimální na kapacitu. Hrubý náčrt prvního exempláře je uveden na obr. 3.1. Smyčka byla na jedné straně držena slídovou fólií s otvorem a na druhé straně napínána malou pružinou, aby vodiče zůstaly těsně u sebe. Otevřená konstrukce etalonu zároveň umožňovala poměrně snadno charakterizovat geometrii smyčky pomocí 3D mikroskopů zejména na jejích koncích, kde je deformovaná.

Postupně byla experimentálně testována řada vodičů různých průměrů. Jako optimální pro etalony okolo hodnoty  $100\ \Omega$  byl identifikován manganinový vodič s průměrem jádra cca  $40\ \mu\text{m}$ , kde se téměř vyrovnaly kapacitní a indukčnostní složky. Pro  $100\ \Omega$  vychází s tímto vodičem délka smyčky cca 140 mm, což je mechanicky snadno realizovatelné. Touto cestou byla dosažena rozšířená nejistota ( $k = 2$ ) časové konstanty cca 110 ps a nejistota činného odporu cca  $35\ \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz.



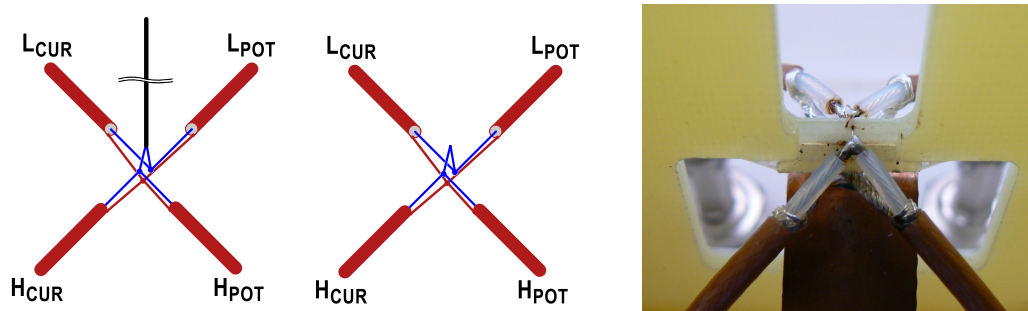
Obr. 3.2: Problém vzájemných indukčností mezi koaxiálními přívody a odporovým vodičem (vlevo) a ekvivalentní model (vpravo).

Zásadním problémem u této verze etalonů ovšem bylo připojení odporové smyčky ke koaxiálním kabelům. V první verzi byly použity koaxiální kabely RG174 s průměrem asi 2,8 mm. Všechny koaxiální kabely byly umístěny ve vzájemných úhlech cca  $90^\circ$ , aby se potlačily vzájemné indukčnosti. Jejich konce, kde se odděluje stínění od jádra, ale vykazují značně náhodné vzájemné indukčnosti vůči odporovému vodiči i ostatním kabelům, jak je naznačeno na obr. 3.2. Ty se sečtou v efektivní vzájemnou indukčnost, která ovlivňuje prakticky výhradně časovou konstantu podle vztahu:

$$\Delta\tau = \frac{M_{\text{EF}}}{R_{\text{DC}}}, \quad (3.1)$$

kde  $M_{\text{EF}}$  je efektivní vzájemná indukčnost a  $R_{\text{DC}}$  stejnosměrný odpor etalonu. Vliv je nepřímo úměrný odporu etalonu, takže pro etalony  $10\ \Omega$  je již chyba větší než asi 50 ps, tj. polovina požadované nejistoty. Navíc se projevil i konečný rozměr spoje mezi dvěma konci koaxiálních vodičů a samotného odporového vodiče. Ten vedl k přidavné činné složce impedance v sérii s vlastní odporovou smyčkou a byl značně kmitočtově závislý díky skin efektu. Byly proto provedeny pokusy s tzv. nulovým etalonem,

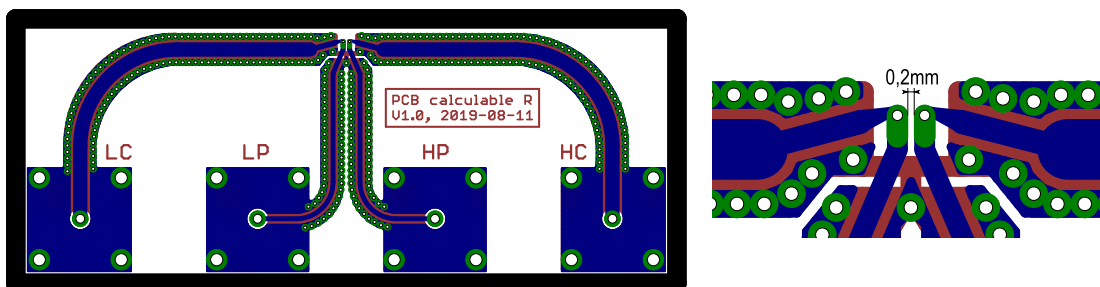
kde byla odporová smyčka nahrazena zkratem při zachování geometrie koaxiálních přívodů (viz. obr. 3.3). Hodnotu vlastního odporového elementu lze pak vyjádřit jako rozdíl mezi impedancí vlastního etalonu a impedancí nulového etalonu. Touto cestou se sice podařilo částečně zredukovat nejistoty, ale opakovatelnost provedení přechodu z koaxiálních kabelů na odporový element byla stále velmi omezená. Dále byly provedeny experimenty s koaxiálními kabely o průměru 1,3 mm. To sice tento problém částečně potlačilo, protože se nekoaxiální část spoje zkrátila na asi 2,5 mm, ale stále nešlo o opakovatelné řešení a navíc bylo značně pracné na výrobu.



Obr. 3.3: Řešení problému vzájemných indukčností mezi 4TP koaxiálními kabely a odporovým vodičem pomocí tzv. nulového etalonu (vlevo) a praktická realizace nulového etalonu (vpravo).

Proto byla vyvinuta třetí varianta etalonů, kde byly koaxiální přívody nahrazeny páskovým vedením na plošném spoji podle obr. 3.4 (detailní fotografie v příloze B). Touto cestou bylo velmi snadno realizovatelné připojení s opakovatelnou geometrií a bylo tak možné realizovat i nulový etalon, který umožnil vyhodnotit jak vzájemné indukčnosti připojení, tak přechodový odpor mezi čtyřvodičovým připojením a odporovým vodičem. Pro daný účel nebylo nutné řešit pásková vedení s řízenou impedancí ani používat speciální materiál (DPS byly vyrobeny z běžného materiálu Isola IS420). Jak sériovou impedanci, tak kapacitu a ztrátový činitel páskových přívodů lze snadno změřit. Tím se návrh značně zjednodušil a zlevnil. Jedinou náročnější operací je připájení odporového vodiče pod mikroskopem. Celá výroba etalonu zabere asi jednu hodinu. Geometrii odporové smyčky lze navíc charakterizovat jen jednou a všechny vyrobené etalony budou mít stejné měrné parametry. Lze tak během velmi krátkého času za minimálních nákladů vyrobit etalon v rozsahu jednotek ohmů až asi 150  $\Omega$ . Nevýhodou konstrukce je velmi omezená mechanická i teplotní stabilita, takže tyto etalony rozhodně nejsou vhodné na měření přesnější než asi 1  $\mu\Omega/\Omega$ . Nicméně pro účely této práce je jejich jediným účelem navázání sekundárního etalonu s vysokou stabilitou a dále již nejsou přímo používány. V této práci vyvinutý impedanční můstek umožňuje provádět navázání impedancí v poměru 1:1 s chybami

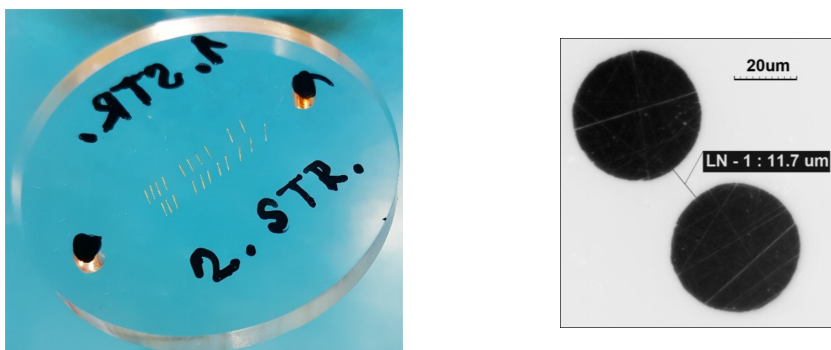
v řádu  $10^{-6} \Omega/\Omega$ , takže se toto řešení jeví jako plně dostačující.



Obr. 3.4: Přechod z 4TP připojení na odporový vodič přes pásková vedení na plošném spoji (vlevo) a detail přechodu (vpravo). Červená vrstva na výkresu tvoří pouze země, modrá vrstva je použita pro signál a stínění.

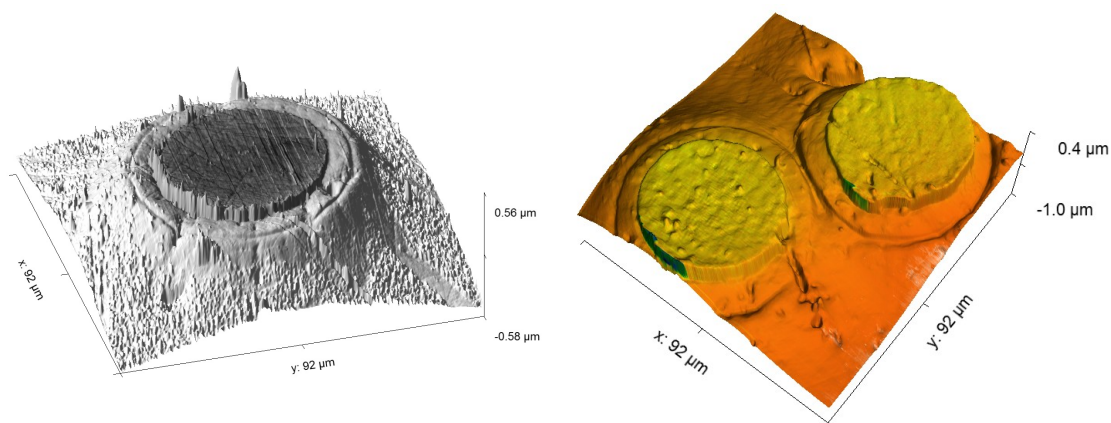
### 3.1.1 Charakterizace geometrie odporové smyčky

Základním problémem výpočtu parametrů je precizní charakterizace geometrie odporové smyčky. První pokusy byly provedeny s optickým měřením pomocí 3D mikroskopů, ale tento přístup byl použitelný pouze pro vodiče větších průměrů. Proto bylo nalezeno jednoduché a rychlé řešení charakterizace menších průměrů. Byl vyroben vzorek s asi 20ti stočenými smyčkami vodiče. Ten byl zalit do epoxidu, byly vyrobeny řezy, které byly následně broušeny a leštěny. Následně byly opticky měřeny průměry jader vodičů a jejich vzájemná vzdálenost. Ukázka vzorku a jednoho z provedených měření je zobrazena na obr. 3.5. Celý tento postup byl realizován externí firmou, takže pro účely zajištění metrologické návaznosti bylo nutné ověřit přesnost měření. Proto byly vybrané vzorky charakterizovány pomocí mikroskopů AFM (Mikroskopie atomárních sil) a SThM (Skenovací teplotní mikroskopie) na oddělení nanometrologie na ČMI Brno. Příklad těchto měření je ukázán na obr. 3.6. Díky použití kombinace AFM a SThM je přehledně odlišeno jádro vodiče od smaltu a smalt od epoxidu.



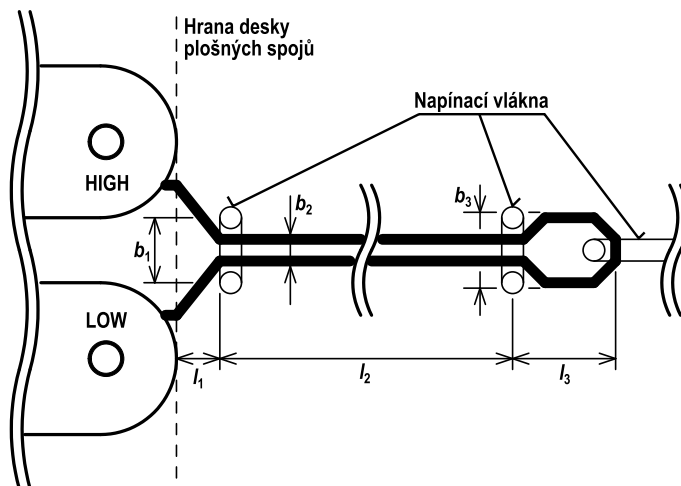
Obr. 3.5: Vzorek s řezy bifilární smyčkou (vlevo) a optické měření geometrie (vpravo).

Díky desítkám provedených měření z různých částí cívky zakoupeného vodiče byla získána jak střední hodnota rozměrů, tak i odhad rozptylu. Zároveň byly identifikovány občasné geometrické vady průřezu, které byly následně použity pro numerickou simulaci vlastností etalonů. Odchytky geometrie u konců smyčky byly odhadnuty pomocí optických mikroskopů (viz obr. 3.8). Délka smyčky je pro parametry etalonu téměř irrelevantní. Postačí měření s nejistotou jednotky procent.

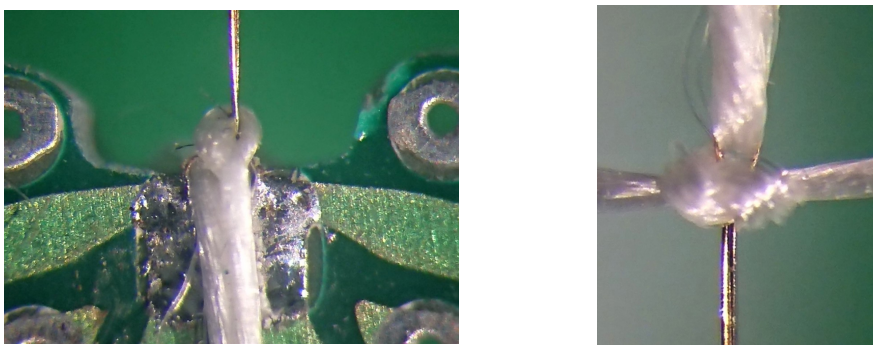


Obr. 3.6: Charakterizace řezů odporového vodiče (vlevo) a bifilární odporové smyčky (vpravo) pomocí AFM+SThM mikroskopu. Reliéf je získán z dat AFM a barva z dat SThM.

Nákres samotné odporové smyčky a jejího připojení k DPS je ukázán na obr. 3.7. Odporová smyčka je napínána tenkým bavlněným vláknem a na straně u pájených přívodů jsou vodiče staženy dalším vláknem jak je ukázáno na fotografii na obr. 3.8. To způsobuje na obou stranách odchylku od ideální geometrie. Střední délky koncových deformací jsou cca  $l_1 \approx 0,5 \text{ mm}$  a  $l_3 \approx 1,0 \text{ mm}$ . Střední vzdálenost mezi vodiči cca  $b_1 \approx 0,3 \text{ mm}$  a  $b_3 \approx 0,3 \text{ mm}$ .



Obr. 3.7: Náskres geometrie odporové smyčky bifilárního etalonu a její připojení k desce plošných spojů.



Obr. 3.8: Detail koncových deformací odporové smyčky. Vlevo připojení k DPS, vpravo ohyb smyčky. Vodič na fotografii má průměr cca 50  $\mu\text{m}$  i se smaltem.

### 3.1.2 Charakterizace permeability odporového vodiče

Jedním z problémů, který bylo třeba vyřešit, je měření permeability odporového vodiče. Pro účely tohoto etalonu postačuje měření s nejistotou v řádu jednotek procent. Byl proto zvolen čistě experimentální přístup. Zkoumaným vzorkem odporového vodiče byl navinut jeden kruhový závit poloměru cca  $r_{\text{loop}} = 5 \text{ cm}$ . Byla změřena jeho indukčnost  $L_X$ . Dále byl proveden analytický výpočet indukčnosti za předpokladu relativní permeability  $\mu_r = 1$  podle [34]:

$$L_{\text{CIR}} \approx \mu_0 r_{\text{loop}} \cdot \ln \left( \frac{16r_{\text{loop}}}{d} - 1,75 \right), \quad (3.2)$$

kde  $\mu_0$  je permeabilita vakua,  $r_{\text{loop}}$  poloměr smyčky a  $d$  průměr vodiče. Tento zjednodušený vztah je plně dostačující, protože skin efekt je pro daný vodič minimální,

takže proud je téměř homogenní v celém průřezu vodiče a navíc poměr  $r_{\text{loop}}/d \gg 1000$  nevyžaduje další korekce. Měření bylo provedeno na kmitočtu na 1 MHz, kde již lze snadno měřit vlastní indukčnost ( $L_X \approx 500$  nH). Relativní permeabilita byla následně určena z poměru změřené a vypočtené indukčnosti:

$$\mu_r = \frac{L_X}{L_{\text{CIR}}}. \quad (3.3)$$

Vliv koncových efektů, tj. přechodu z 4TP koaxiálního připojení na indukčnost smyčky byl odhadnut vytvořením druhého přechodu z 4TP a jeho přiblížením ke smyčce. Pozorovaný efekt je dominantní složkou nejistoty. Experiment byl několikrát opakován. Výsledná zjištěná hodnota relativní permeability je  $\mu_r = \langle 1,000; 1,035 \rangle$ . Nejistota je pro účely tohoto etalonu plně dostačující.

### 3.1.3 Výpočet sériové impedance odporové smyčky

Na základě geometrie smyčky a permeability byl proveden výpočet sériové impedance smyčky. Indukčnosti lze spočítat podle vztahů odvezených metodou střední geometrické vzdálenosti [35]:

$$L_W = \frac{\mu}{2\pi} l_w \log \left( \sqrt{l_w^2 + r_w^2} + l_w \right) - l_w (\log r_w - 0,25) - \sqrt{l_w^2 + r_w^2} + 0,905415 r_w, \quad (3.4)$$

$$M_W = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ l_w \log \left( \sqrt{l_w^2 + b_w^2 + r_w^2} + l_w \right) - l_w \log b_w - \sqrt{l_w^2 + b_w^2 + r_w^2} + b_w + \frac{r_w^2}{4b_w} \right\}, \quad (3.5)$$

kde  $L_W$  je vlastní indukčnost jednoho vodiče smyčky,  $\mu$  je absolutní permeabilita vodiče,  $l_w$  je délka vodiče,  $r_w$  je poloměr vodiče,  $M_W$  je vzájemná indukčnost mezi vodiči a  $b_w$  je vzdálenost středů vodičů smyčky. Uvedené vztahy platí pro případ homogenní proudové hustoty v celém průřezu vodiče. Ta je vzhledem k průřezu vodičů pro kmitočty do 1 MHz téměř splněna, resp. variace proudové hustoty je pod 1%. Efektivní indukčnost smyčky je tedy:

$$L_{\text{EF}} \approx 2(L_W - M_W). \quad (3.6)$$

Větším problémem je ovšem výpočet skin efektu. Pro samostatné vodiče kruhového průřezu lze skin efekt vypočítat exaktně pomocí Besselových funkcí:

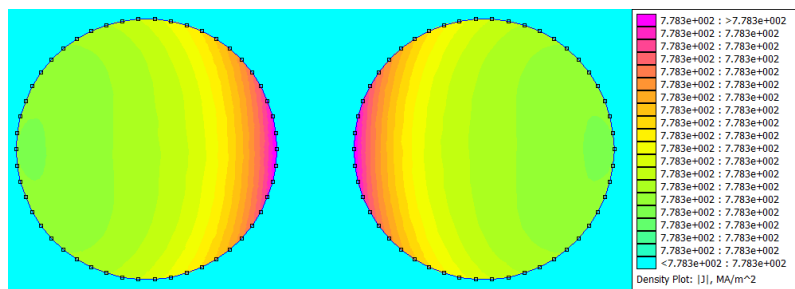
$$\delta_w = \sqrt{\frac{1}{1\pi f \mu \sigma_w}}, \quad (3.7)$$

$$R_0 = \frac{l_w}{\pi \sigma_w r_w^2}, \quad (3.8)$$

$$\hat{Z}_{\text{skin}} = R_0 \cdot \left\{ \frac{1+j}{2} \cdot \frac{r_w}{\delta_w} \cdot \frac{J_0 \left( \frac{1+j}{\delta_w} r_w \right)}{J_1 \left( \frac{1+j}{\delta_w} r_w \right)} \right\}, \quad (3.9)$$

kde  $\delta_w$  je hloubka vniku,  $f$  je kmitočet,  $\sigma_w$  je měrná vodivost vodiče,  $\mu$  je absolutní permeabilita vodiče,  $l_w$  je délka vodiče,  $r_w$  je poloměr vodiče,  $J_0$  a  $J_1$  jsou Besselovy

funkce a  $\hat{Z}_{\text{skin}}$  komplexní impedance vodiče. Pro blízko umístěné vodiče však dochází k vzájemnému ovlivnění jejich magnetických polí, takže se uplatňuje tzv. proximity efekt. Vzhledem k blízkosti vodičů je tento efekt dosti výrazný. Nepodařilo se však dohledat exaktní vztahy, které by umožnily jeho analytický výpočet. Byly nalezeny pouze různé aproximace. Navíc analytický výpočet neumožňuje vyhodnocení vlivu geometrických deformací průřezu vodiče.



Obr. 3.9: Příklad simulovaného průřezu bifilární smyčkou pro účely výpočtu sériové impedance. Simulace metodou konečných prvků (nástroj FEMM).

Proto byla pro výpočet sériového odporu i indukčnosti smyčky impedance raději zvolena numerická metoda konečných prvků FEM. Bylo však třeba provést několik optimalizací. Pro účely výpočtu nejistoty metodou Monte Carlo je nutné počítat impedanci řádově v tisících iteracích pro každý kmitočet a navíc simulovat variaci geometrie po délce vodiče. Pro kompletní výpočet metodou FEM by tedy bylo nutné opakovat výpočet cca 100000x. To by bylo značně výpočetně náročné a navíc by bylo nutné výpočet opakovat pro každý etalon znovu. Proto byla metoda FEM použita pouze pro předpočítání závislostí impedance na jednotlivých geometrických parametrech. Pro výpočet byly identifikovány základní parametry:

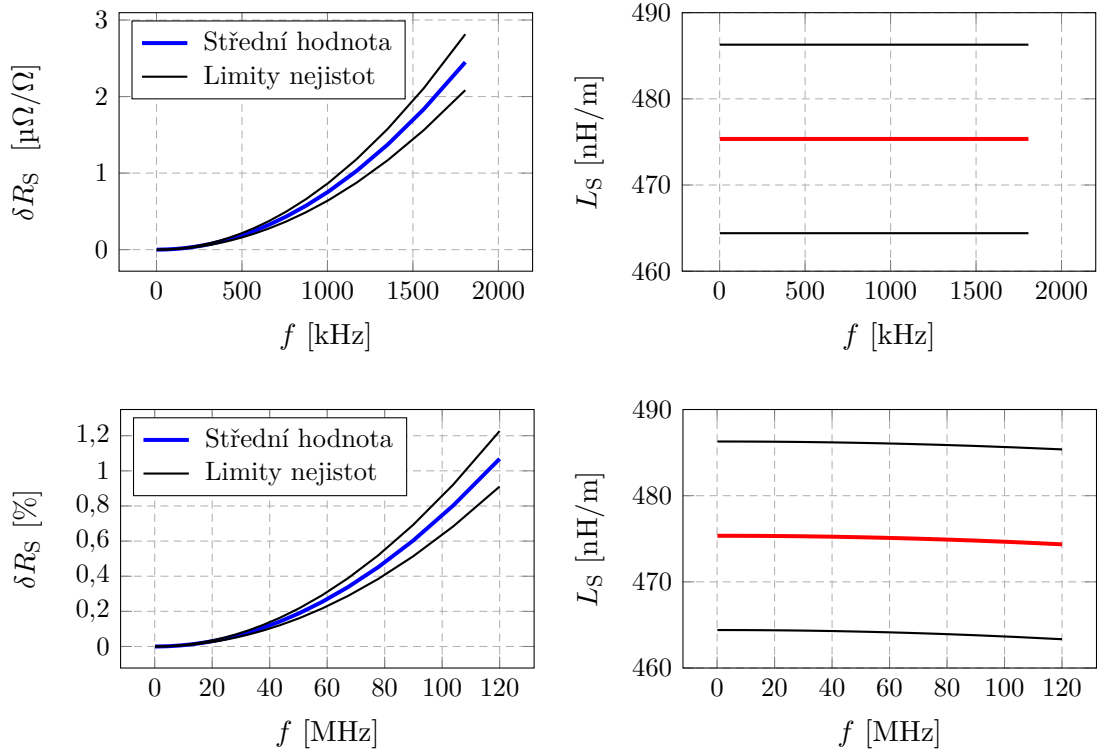
- Kmitočet  $f$ .
- Průměr vodičů  $d_w$ .
- Vzdálenost vodičů  $b_w$ .
- Měrná vodivost vodičů  $\sigma_w$ .
- Relativní permeabilita vodičů  $\mu_r$ .

Je zjevné, že výpočet 5ti rozměrné tabulky s dostatečným rozlišením by byl rovněž výpočetně náročný, takže bylo zvoleno efektivnější řešení. Nejdříve byl proveden výpočet kmitočtové závislosti sériové impedance pro střední hodnotu změřených geometrických parametrů. Při tomto výpočtu byly zároveň simulovány náhodné geometrické odchylky od ideálního kruhového průřezu vodiče metodou Monte Carlo. Výstupem jsou kmitočtové závislosti ac-dc difference  $\delta R_S(f)$  a měrné indukčnosti na jednotku délky  $L_S(f)$ . Vypočtené závislosti včetně nejistoty jsou ukázány v grafech na obr. 3.10. Příklad výstupu FEM modelu pro kmitočet 1 MHz je ukázán na obr. 3.9.



Jak je patrné, pro 1 MHz a takto tenký vodič je proximity efekt ještě relativně malý. Variace proudové hustoty ve vodičích je velmi nízká, takže jak ac-dc difference, tak i indukčnost vykazují minimální závislosti. Jev se začíná projevovat až od jednotek megahertz. Stejnoseměrný odpor smyčky je vypočten analyticky:

$$R_{DC} = \frac{l_w}{\pi \sigma_w r_w^2}. \quad (3.10)$$



Obr. 3.10: Kmitočtová závislost sériové impedance bifilární odporové smyčky pro měrnou vodivost  $\sigma_w = (2,27 \pm 0,10) \text{ MS/m}$ , rel. permeabilitu  $\mu_r = (1,00 + 0,01)$ ,  $d_w = 40 \mu\text{m}$  a  $b_w = 12 \mu\text{m}$ .

Dalším krokem byl výpočet relativních závislostí vypočtené kmitočtové závislosti impedance na jednotlivých parametrech:

- Závislosti na průměru vodičů  $k_{R_S}(d_w, f)$ ,  $k_{L_S}(d_w, f)$ .
- Závislosti na vzdálenosti vodičů  $k_{R_S}(b_w, f)$ ,  $k_{L_S}(b_w, f)$ .
- Závislosti na měrné vodivosti  $k_{R_S}(\sigma_w, f)$ ,  $k_{L_S}(\sigma_w, f)$ .
- Závislosti na permeabilitě  $k_{R_S}(\mu_r, f)$ ,  $k_{L_S}(\mu_r, f)$ .

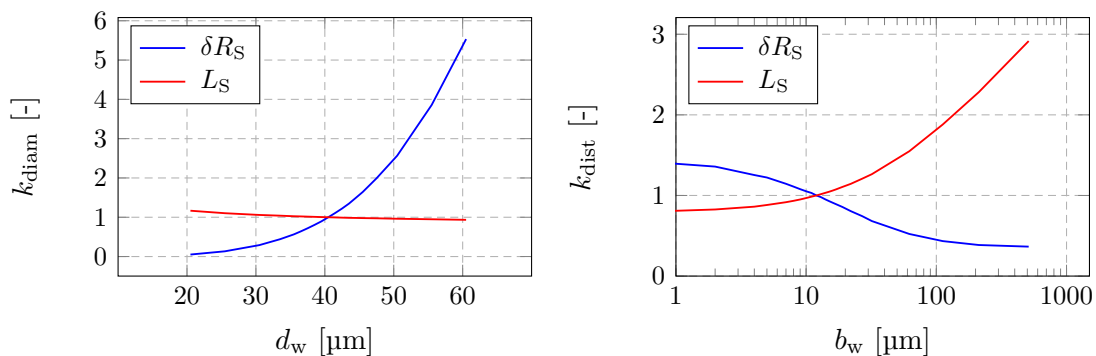
Jednotlivé závislosti jsou uvedeny v grafech na obr. 3.11 a obr. 3.12. Jednotlivé závislosti jsou následně zkombinovány do vztahu:

$$\delta R_S(f, d_w, b_w, \sigma_w, \mu_r) \approx \delta R_S(f) \cdot k_{R_S}(d_w, f) \cdot k_{R_S}(b_w, f) \cdot k_{R_S}(\sigma_w, f) \cdot k_{R_S}(\mu_r, f), \quad (3.11)$$

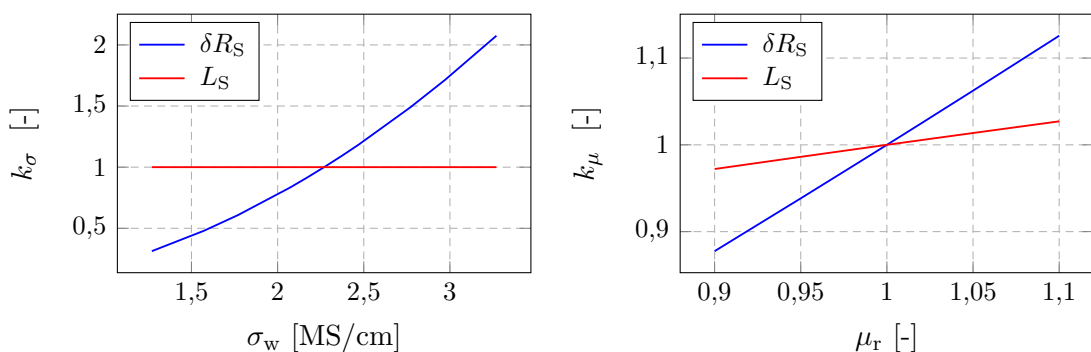
$$L_S(f, l_w, d_w, b_w, \sigma_w, \mu_r) \approx L_S(f) \cdot l_w \cdot k_{L_S}(d_w, f) \cdot k_{L_S}(b_w, f) \cdot k_{L_S}(\sigma_w, f) \cdot k_{L_S}(\mu_r, f), \quad (3.12)$$



kde  $l_w$  je délka odporové smyčky. Při samotném výpočtu jsou tyto vztahy realizovány dvourozměrnými interpolacemi z výše předpočítaných tabulek, takže výpočetní zátěž je minimální a jsou tedy vhodné pro Monte Carlo výpočet v rámci kompletního modelu etalonu.



Obr. 3.11: Relativní citlivostní koeficienty ac-dc difference činné složky odporu a indukčnosti v závislosti na průměru (vlevo) a vzdálenosti vodičů (vpravo) pro kmitočet  $f = 1$  MHz, měrnou vodivost  $\sigma_w = 2,27$  MS/cm a permeabilitu  $\mu_r = 1,0$ .



Obr. 3.12: Relativní citlivostní koeficienty ac-dc difference činné složky odporu a indukčnosti v závislosti na měrné vodivosti (vlevo) a relativní permeabilitě (vpravo) odporového vodiče pro kmitočet  $f = 1$  MHz, průměr vodiče  $d_w = 40$   $\mu\text{m}$  a vzdálenost vodičů  $b_w = 12$   $\mu\text{m}$ .

### 3.1.4 Charakterizace kapacity a ztrátového činitele odporového vodiče

Dalším krokem pro vyvíjený etalon bylo určení impedance mezi vodiči odporové smyčky, tj. kapacity a především ztrátového činitele. Vzhledem k neznámému typu smaltu je analytický výpočet prakticky neproveditelný. Proto byly tyto parametry

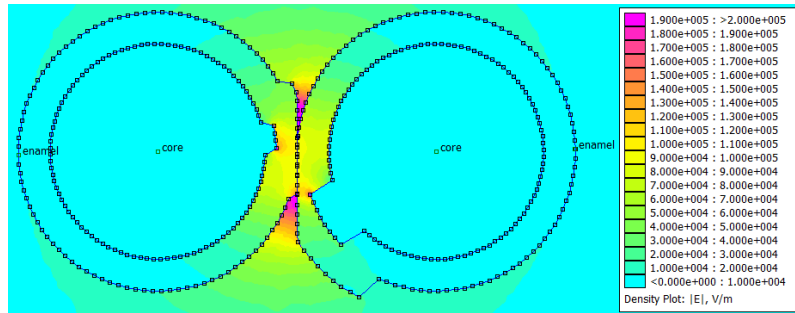
raději měřeny. K tomuto účelu bylo zkonstruováno několik pomocných etalonů identické konstrukce, ale odporový vodič byl v místě přeložení přerušen. Bylo tedy možné přímo měřit kapacitu a ztrátový činitel mezi vodiči přerušené smyčky. Sériová impedance vodičů má při tomto měření zanedbatelný vliv i na 1 MHz. Z několika vzorků s různým stočením vodičů byla určena měrná kapacita  $C_W = (75,9 \pm 4,0)$  pF/m. Ze známé geometrie vodičů a změřené kapacity byla následně pomocí modelování metodou FEM iterační metodou odhadnuta relativní permitivita smaltu na  $\varepsilon_r = (3,72 \pm 0,35)$ . Ta byla následně zpětně použita pro modelování vlivu geometrických deformací vodiče a smaltu technikou FEM. Obdobně jako pro výpočet sériové impedance smyčky byla simulována mezivodičová kapacita pro střední geometrické parametry. Příklad simulovaného průřezu z jedné iterace Monte Carlo je uveden na obr. 3.13. Touto cestou byla původní nejistota měření kapacity navýšena díky geometrickým deformacím na  $C_W = (75,9 \pm 5,5)$  pF/m. Dále byly, obdobně jako pro sériovou impedanci, vypočteny citlivosti na jednotlivé geometrické parametry:

- Na průměr vodičů  $k_{C_P}(d_w, f)$ .
- Na vzdálenosti vodičů  $k_{C_P}(b_w, f)$ .

Výsledná kapacita pro vlastní modelování etalonu je pak vypočtena podle vztahu:

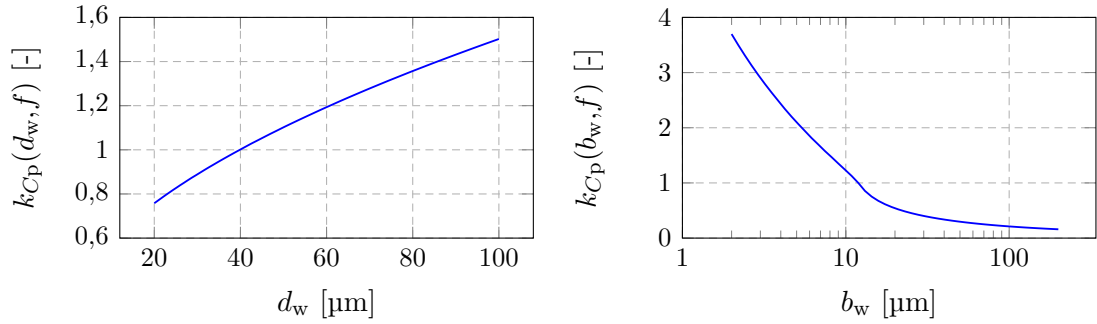
$$C_P(l_w, d_w, b_w) \approx C_W \cdot l_w \cdot k_{C_P}(d_w, f) \cdot k_{C_P}(b_w, f), \quad (3.13)$$

kde  $l_w$  je délka paralelního úseku vodičů smyčky,  $d_w$  je průměr vodiče a  $b_w$  vzdálenost vodičů.



Obr. 3.13: Příklad simulovaného průřezu bifilární smyčkou s defekty pro účely výpočtu nejistoty mezivodičové kapacity. Simulace metodou konečných prvků (nástroj FEMM).

Dalším problémem je ztrátový činitel. Ten se sice nijak neprojevuje na časové konstantě etalonu, ale ovlivňuje činný odpor etalonu. Jeho vliv je přímo úměrný kmitočtu a odporu etalonu, takže způsobuje negativní kmitočtovou závislost. Jeho hodnotu lze opět snadno změřit na pomocném etalonu s přerušenou smyčkou. Byla však zjištěna značná vlhkostní závislost (cca  $+0,0005/\%_{RH}$ ). Proto je nutné jeho

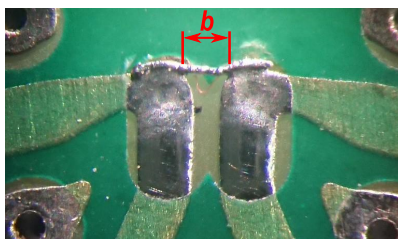


Obr. 3.14: Relativní citlivostní koeficienty kapacity mezi vodiči v závislosti na průměru (vlevo) a vzdálenosti vodičů (vpravo) pro relativní permitivitu  $\varepsilon_r = 3,72$  a sílu smaltu  $6 \mu\text{m}$ .

hodnotu přeměřit vždy před použitím etalonu a přepočítat model. Konkrétně byla změřena hodnota  $D_w = 0,017 \pm 0,005$  pro relativní vlhkost 45 %. Jeho kmitočtová závislost do 1 MHz byla v rámci nejistoty měření zanedbatelná.

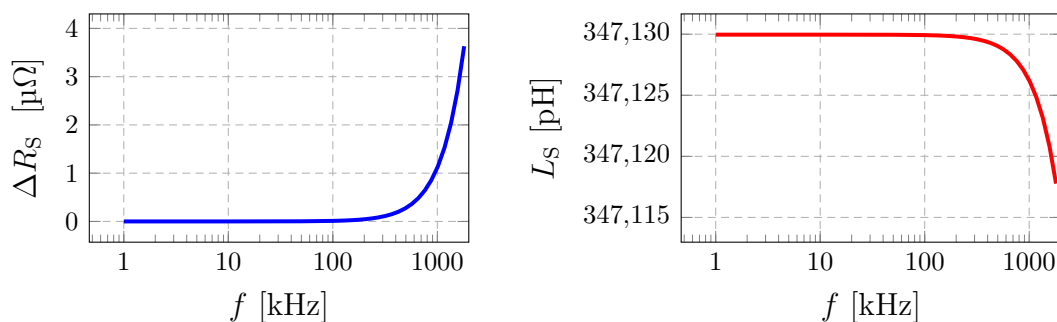
### 3.1.5 Charakterizace zbytkové impedance přechodu 4TP na bifilární smyčku

Dalším důležitým krokem je charakterizace zbytkové efektivní impedance přechodu z 4TP vedení na vlastní odporový vodič. Tato impedance je tvořena dvěma složkami. Jednak je to výše popsaná efektivní vzájemná indukčnost  $M_{EF}$  a dále sériová impedance přechodu 4TP na odporový vodič. Obě složky jsou prakticky neoddělitelné, což pro účely vypočitatelného etalonu nevadí. Výpočet by byl poněkud komplikovaný, protože by bylo nutné modelovat plošný spoj i s vrstvou pájky technikou FEM ve třech rozměrech. Proto byl pro jednoduchost vytvořen tzv. nulový etalon, kde jsou pájecí body pro odporový vodič spojeny zkratovací spojkou. Spojka musela být připájena na samotném konci plošek a bylo nutné ji realizovat co nejtenčím vodičem, jinak by sama o sobě vykazovala silnou kmitočtovou závislost díky skin efektu. Proto byla spojka provedena měděným drátkem o průměru  $50 \mu\text{m}$ . Délka spoje ukázaného na obr. 3.15 je asi  $0,3 \text{ mm}$ . Vypočtená závislost impedance spojky  $\hat{Z}_{S0}$  technikou FEM je ukázána v grafech na obr. 3.16. Je zjevné, že impedance je díky malému průměru drátku téměř nezávislá na kmitočtu. Absolutní hodnota sériového odporu spojky asi  $3 \text{ m}\Omega$ , ale její hodnota není vzhledem k odporu etalonu podstatná, protože vytváří pouze konstantní offset hodnoty odporu. Relevantní je pouze její kmitočtová závislost. Indukčnost spojky vykazuje rovněž minimální kmitočtovou závislost. Při započtení konzervativních nejistot geometrie a permeability vodiče je její hodnota cca  $L_{S0} = (360 \pm 80) \text{ pH}$ .

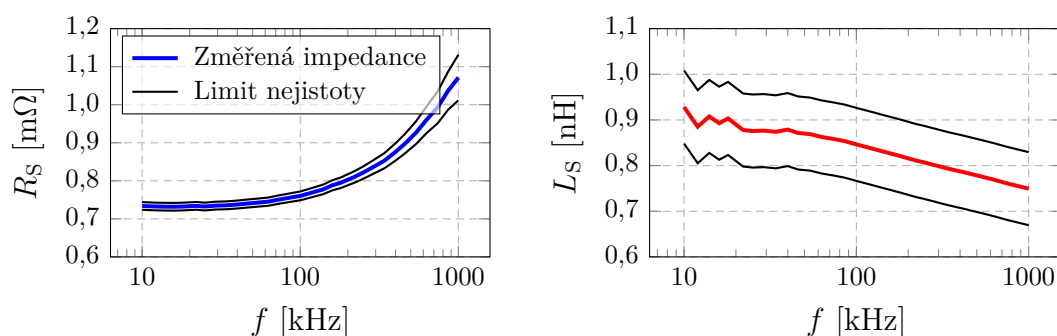


Obr. 3.15: Fotografie nulového etalonu. Délka zkratovací propojky je  $b \approx 0,3$  mm a průměr asi  $50 \mu\text{m}$ .

Celková hodnota impedance nulového etalonu byla změřena a hodnota po odečtení nulového spoje  $\hat{Z}_{S0}$  je uvedena v grafech na obr. 3.17. Přesnost měření není nijak kritická. Indukčnost je snadno měřitelná a dominantní složku nejistoty tvoří vypočtená zbytková indukčnost  $L_{S0}$ . Pro nejistotu odporu platí, že by měla být nižší, než asi  $100 \mu\Omega$ , aby pak korekce netvořila dominantní složku nejistoty vypočitatelného etalonu  $10 \Omega$ . To je s v této práci realizovaným můstkem snadno dosažitelná nejistota.



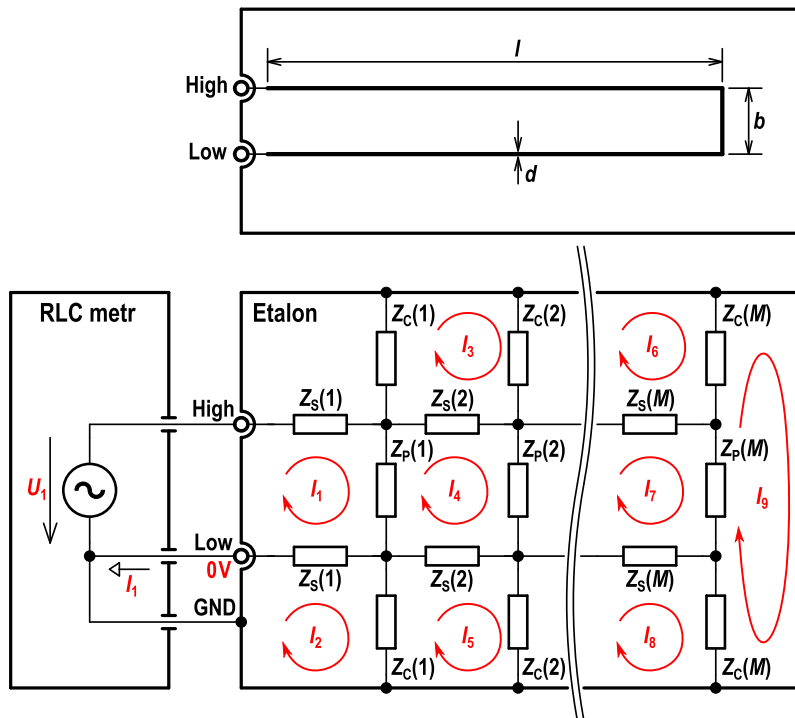
Obr. 3.16: Vlastní impedance zkratovací propojky nulového etalonu podle obr. 3.15.



Obr. 3.17: Změřená efektivní impedance nulového etalonu po korekci na vlastní impedanci zkratovací propojky podle obr. 3.15.

### 3.1.6 Model etalonu

Hlavním krokem vývoje etalonu bylo vytvoření jeho vhodného matematického modelu. Bylo nutné zvolit takovou metodu, která umožní nejen výpočet parametrů, ale také jejich nejistoty technikou Monte Carlo. Parametry etalonu by sice bylo možné vypočítat přímo technikou FEM jak již bylo uvedeno výše, ale to je velmi pomalý proces.



Obr. 3.18: Model bifilárního vypočitatelného etalonu odporu.

Prvním krokem byla tedy volba metody výpočtu. Bifilární smyčka je v podstatě vedení, takže by bylo možné použít vlnové rovnice, ale pro zapouzdřené etalony je také třeba simulovat kapacity proti plášti. Proto byl navržen model se soustředěnými parametry podle schématu na obr. 3.18. Celá odporová smyčka je rozdělena na  $P$  úseků, takže lze snadno simulovat variaci geometrie, resp. měrných parametrů vodičů, po délce odporové smyčky. Prvky  $\hat{Z}_S(P)$  a  $\hat{Z}_P(P)$  jsou impedance získané z FEM modelu (viz výše):

$$R_S(f, P) = R_{DC}(l_w(p)) \cdot \delta R_S(f, d_w(p), b_w(p), \sigma_w(p), \mu_r(p)), \quad (3.14)$$

$$\hat{Z}_S(f, P) = 0,5 \{ R_S(f, p) + j2\pi f L_S(f, l_w(p), d_w(p), b_w(p), \sigma_w(p), \mu_r(p)) \}, \quad (3.15)$$

$$\hat{Z}_P(f, P) = 2\pi f C_P(d_w(p), b_w(p)) (j + D_w), \quad (3.16)$$

kde  $p$  je index úseku bifilární smyčky. Prvek  $\hat{Z}_J$  je impedance spoje na konci odporové smyčky. Vzhledem k nejistotám geometrie na konci smyčky ji lze zanedbat. Prvky

$\hat{Z}_C(p)$  jsou svodové impedance mezi bifilární smyčkou a pláštěm etalonu (pokud je použit). Jejich hodnoty byly změřeny a doplněny o konzervativní odhad nejistoty. Jejich vliv na hodnotu etalonu je však v řádu  $10^{-7}$  stejně jako případná indukce vířivých proudů do vodivého pláště etalonu.

Systém byl popsán metodou smyčkových proudů maticemi  $\mathbf{S}_{\text{BIF}}$ ,  $\mathbf{I}_{\text{BIF}}$  a  $\mathbf{U}_{\text{BIF}}$ :

$$\mathbf{S}_{\text{BIF}} = \begin{bmatrix} 2\hat{Z}_S(1) + \hat{Z}_P(1) & -\hat{Z}_S(1) & 0 & -\hat{Z}_P(1) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\hat{Z}_S(1) & \hat{Z}_S(1) + \hat{Z}_C(1) & 0 & 0 & -\hat{Z}_C(1) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \hat{Z}_C(1) + \hat{Z}_S(2) + \hat{Z}_C(2) & -\hat{Z}_S(2) & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\hat{Z}_P(1) & 0 & -\hat{Z}_S(2) & 2\hat{Z}_S(1) + \hat{Z}_P(1) + \hat{Z}_P(2) & -\hat{Z}_S(2) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\hat{Z}_C(1) & 0 & -\hat{Z}_S(2) & \hat{Z}_C(1) + \hat{Z}_S(2) + \hat{Z}_C(2) & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \hat{Z}_C(P-1) + \hat{Z}_S(P) + \hat{Z}_C(P) & -\hat{Z}_S(P) & 0 & -\hat{Z}_C(P) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\hat{Z}_S(P) & 2\hat{Z}_S(P) + \hat{Z}_P(P-1) + Z_I & -\hat{Z}_S(P) & -Z_I \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -\hat{Z}_S(P) & \hat{Z}_C(P-1) + \hat{Z}_S(P) + \hat{Z}_C(P) & -\hat{Z}_C(P) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\hat{Z}_C(P) & -Z_I & -\hat{Z}_C(P) & 2\hat{Z}_C(P) + Z_I \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{U}_{\text{BIF}} = [\hat{U}_{B1}, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0]^T, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{I}_{\text{BIF}} = [\hat{I}_{B1}, \hat{I}_{B2}, \hat{I}_{B3}, \hat{I}_{B4}, \hat{I}_{B5}, \dots, \hat{I}_{B3P-3}, \hat{I}_{B3P-2}, \hat{I}_{B3P-1}, \hat{I}_{B3P}]^T. \quad (3.19)$$

Jejich řešením lze získat efektivní hodnotu impedance  $\hat{Z}_{\text{BIF}}$  celého etalonu:

$$\mathbf{I}_{\text{BIF}} = \mathbf{S}_{\text{BIF}}^{-1} \cdot \mathbf{U}_{\text{BIF}}, \quad (3.20)$$

$$\hat{Z}_{\text{BIF}} = \frac{\hat{U}_{B1}}{\hat{I}_{B1}} \quad (3.21)$$

### 3.1.7 Výpočet a nejistota

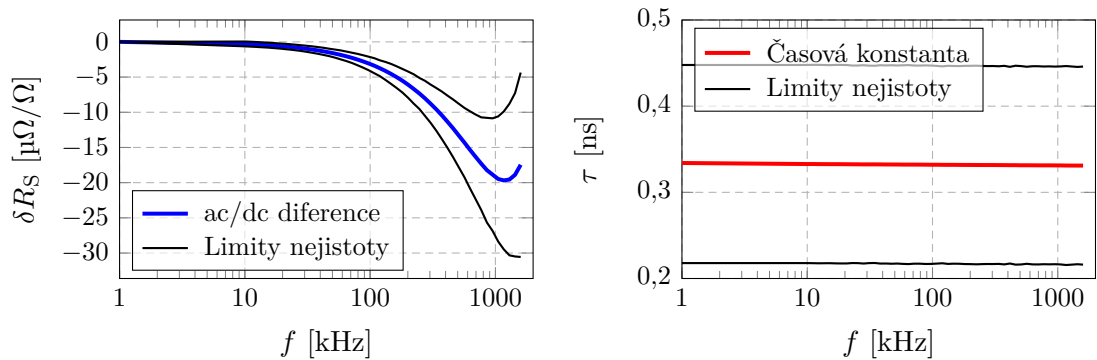
Dvě hlavní hodnoty etalonu nutné pro účely můstku jsou  $10\ \Omega$  a  $100\ \Omega$ . Rozpočet nejistot pro tyto dvě hodnoty je ukázán v tabulce 3.1. Vzhledem ke korelacím a výpočtu metodou Monte Carlo nemá příliš smysl vyčíslovat citlivostní koeficienty, takže rozpočet nejistot obsahuje pouze vstupní veličiny a vypočtenou výslednou rozšířenou nejistotu. U etalonu  $100\ \Omega$  má v oblasti do 1 MHz dominantní vliv na ac/dc diferenci ztrátový činitel kapacity mezi vodiči. U etalonu  $10\ \Omega$  má hlavní podíl na ac/dc diferenci zbytková impedance připojení na 4TP. Vypočtené závislosti do kmitočtu 2 MHz jsou ukázány v grafech na obr. 3.19 a obr. 3.20. Mírná negativní kmitočtová závislost časové konstanty etalonu  $10\ \Omega$  je způsobená zbytkovou impedancí přechodu z bifilární smyčky na 4TP.

Pro účely kalibrace linearity můstku je rozhodující nikoliv absolutní hodnota etalonů, ale jejich poměr. Vzhledem k tomu, že některé z parametrů jsou zjevně

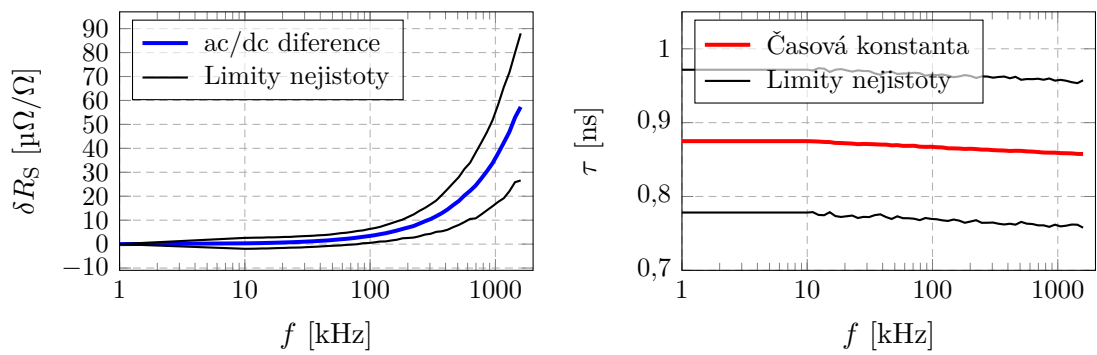
Tab. 3.1: Rozpočet nejistot pro bifilární etalony 10 a 100  $\Omega$  pro kmitočet 1 MHz.

Etalon	100 $\Omega$		10 $\Omega$		Jednotka	Rozdělení
	Hodnota	Nejistota	Hodnota	Nejistota		
Délka segmentu	5	-	1	-	mm	-
Průměr vodiče $d_w$	40,3	1,0	40,3	1,0	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Variace $d_w$	-	1,5	-	1,5	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Vzdálenost $b_1$	300	200	300	200	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Vzdálenost $b_2$	11,8	2,0	11,8	2,0	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Vzdálenost $b_3$	300	200	300	200	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Variace $b_w$	-	4,0	-	4,0	$\mu\text{m}$	rovnoměrné
Délka $l_1$	0,5	0,5	0,5	0,5	mm	rovnoměrné
Délka $l_2$	139	0,5	13,5	0,5	mm	rovnoměrné
Délka $l_3$	0,5	0,5	0,5	0,5	mm	rovnoměrné
Kapacita $C_{W1}$	0,04	0,01	0,04	0,01	pF	normální
Kapacita $C_{W2}$	10,20	0,16	1,015	0,016	pF	normální
Kapacita $C_{W3}$	0,07	0,01	0,07	0,01	pF	normální
Ztrátový činitel	0,017	0,005	0,017	0,005	-	normální
Vodivost $\sigma_{w1}$	30	30	30	30	MS/m	rovnoměrné
Vodivost $\sigma_{w2}$	2,23	0,05	2,23	0,05	MS/m	normální
Vodivost $\sigma_{w3}$	2,23	0,05	2,23	0,05	MS/m	normální
Rel. permeabilita	1,012	0,02	1,012	0,02	-	normální
Přechod $C_P$	0,18	0,02	0,18	0,02	pF	normální
Přechod $L_S$	-	0,1	-	0,1	nF	normální
Přechod $R_S$	-	100	-	100	$\mu\Omega$	normální
ac/dc difference ( $k = 2$ )	-18,7	8,8	37	20	$\mu\Omega/\Omega$	
Časová konstanta ( $k = 2$ )	0,34	0,10	0,86	0,10	ns	

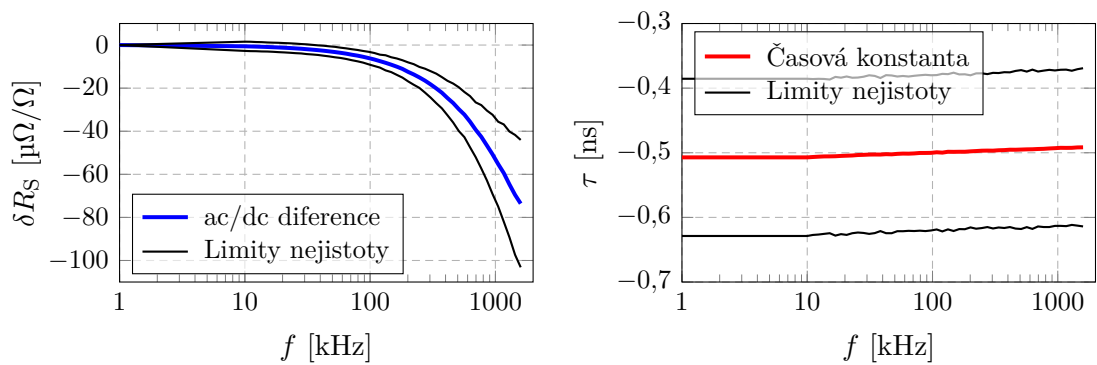
korelované (přechod z 4TP na odporovou smyčku, průměr  $d_w$ , vzdálenosti  $b_w$ , permeabilita  $\mu_r$  a vodivosti  $\sigma_w$ ), byl proveden výpočet jejich poměru s patřičnými korelacemi. Výsledné parametry jsou ukázány v grafu na obr. 3.21. Nejistota rozdílu časových konstant dosáhla pouze  $\pm 0,12$  ns (proti  $\pm 0,14$  ns bez korelací). Obdobně ac/dc difference poměru na kmitočtu 1 MHz je pouze  $\pm 20 \mu\Omega/\Omega$ , takže je rovněž o něco nižší, než bez korelací. Tato skutečnost je pro kalibraci linearity můstku popsanou v kapitole 3.3.2.3 velmi příznivá, protože tak lze dosáhnout nižších nejistot vypočtených linearizačních přenosů.



Obr. 3.19: Vypočtená kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty vypočitatelného bifilárního etalonu  $100\ \Omega$ .



Obr. 3.20: Vypočtená kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty vypočitatelného bifilárního etalonu  $10\ \Omega$ .



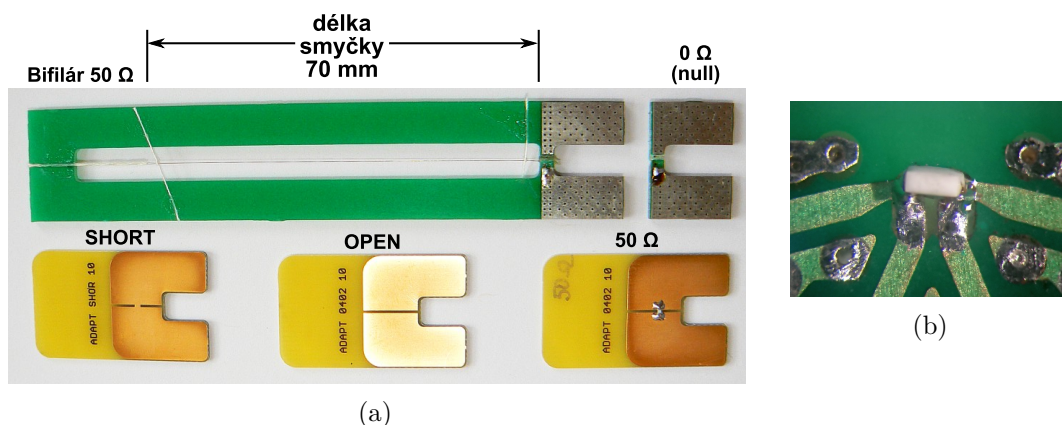
Obr. 3.21: Vypočtená relativní kmitočtová závislost ac/dc difference a časové konstanty poměru impedancí vypočitatelných etalonů  $100:10\ \Omega$ .



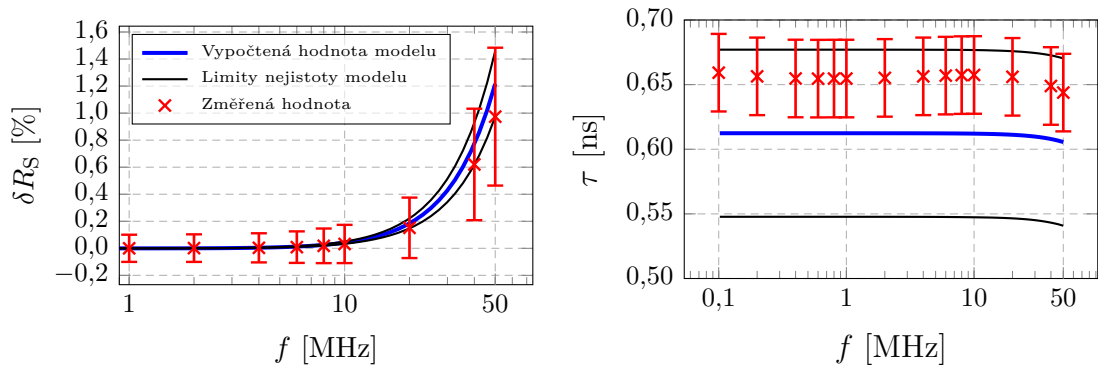
### 3.1.8 Validace výpočtu

Výpočet byl nepřímo validován v experimentální části práce mezinárodním porovnáním (kapitola 3.8). Speciálně pro účely kalibrace širokopásmových RLC můstků a také validaci výpočtu charakteristiky tohoto etalonu byla vyvinuta variace těchto etalonů ve dvousvorkovém provedení pro kmitočty minimálně do 120 MHz. Fotografie jednoho z těchto etalonů je ukázána na obr. 3.22. Fotografie také ukazuje sadu VF dvousvorkových etalonů s mikrovlnnými součástkami velikosti SMD 0402 ( $1 \times 0,5$  mm). Tyto VF etalony s mikrovlnnými součástkami byly charakterizovány na VF oddělení ČMI až do kmitočtu 3 GHz a byly použity ke korekci VF autobalančního můstku, kterým byl následně změřen vypočitatelný etalon a změřené hodnoty byly porovnány s vypočtenou charakteristikou podle modelu. Tento experiment byl již popsán v konferenčním příspěvku [36]. Experiment byl však znovu zopakován s přesnějším modelem s můstkem Wayne Kerr 6530A do kmitočtu 50 MHz (můstek s vyšším kmitočtem nebyl v době experimentu k dispozici). Porovnání je ukázáno v grafech na obr. 3.23. Jak je z grafů patrné, měření je v dobré shodě s výpočtem v celém rozsahu kmitočtů.

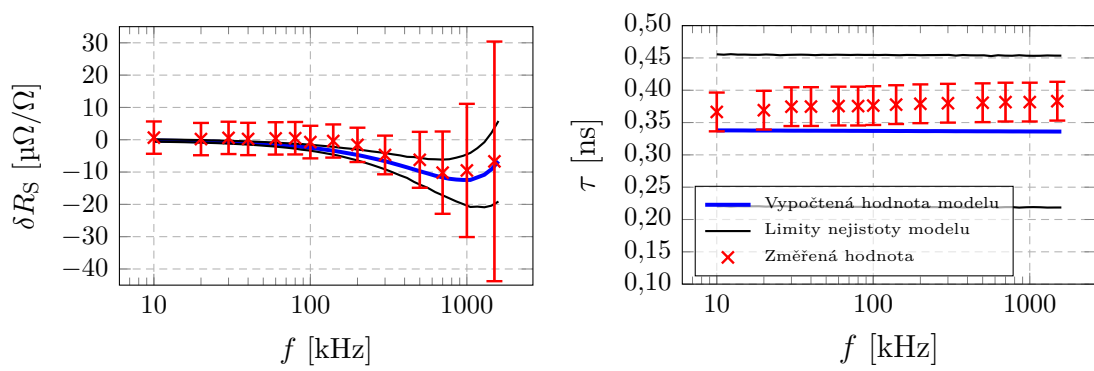
Obdobný test byl dále proveden na nízkých kmitočtech s mikrovlnným odporem zapájeným místo odporového vodiče do identického 4TP adaptéru, jak je ukázáno na obr. 3.22. Výsledek experimentu je ukázán v grafu na obr. 3.24. Výpočet se bezpečně shoduje s modelem s chybami pod  $5 \mu\Omega/\Omega$  v rámci nejistot měření.



Obr. 3.22: a) Dvousvorková varianta bifilárního etalonu (vlevo nahoře), nulový etalon pro korekci přechodové impedance (vpravo nahoře) a sada VF dvousvorkových etalonů (dole). b) mikrovlnný odpor velikosti SMD 0402 zapájený místo odporové smyčky.



Obr. 3.23: Srovnání vypočtených hodnot modelu VF bifilárního etalonu  $50\ \Omega$  s měřením můstkem korigovaným etalonu s mikrovlnnými odpory.

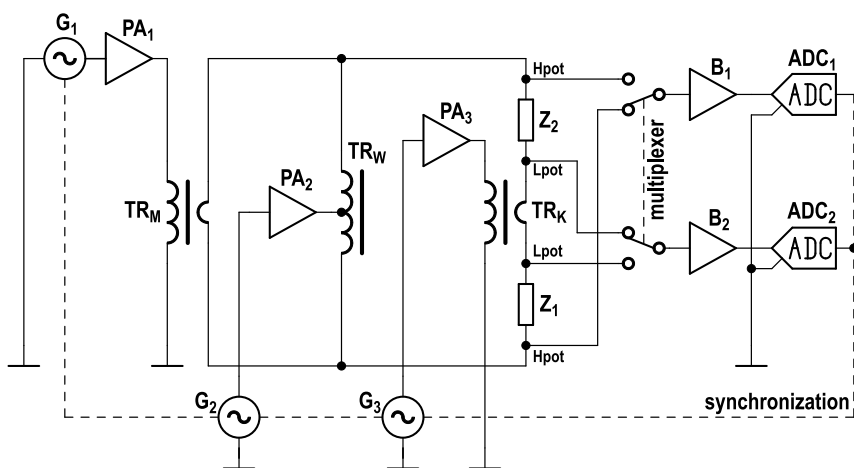


Obr. 3.24: Srovnání vypočtených hodnot modelu 4TP bifilárního etalonu  $100\ \Omega$  s měřením digitálním můstkem proti etalonu s mikrovlnným odporem.

## 3.2 Čtyřpárový digitální vzorkovací můstek

Na základě rešerše možných typů můstků byla zvolena jako optimální topologie digitálního vzorkovacího můstku. Toto řešení umožňuje jak klasické měření impedance 4TP etalonů a bočníků, tak měření obecného komplexního poměru napětí, tak i speciální měření jako např. zkreslení napěťového bufferu s jednotkovým přenosem. Zároveň pro tuto topologii bylo možné využít na pracovišti již dostupné precizní vzorkovací karty National Instruments PXI 5922.

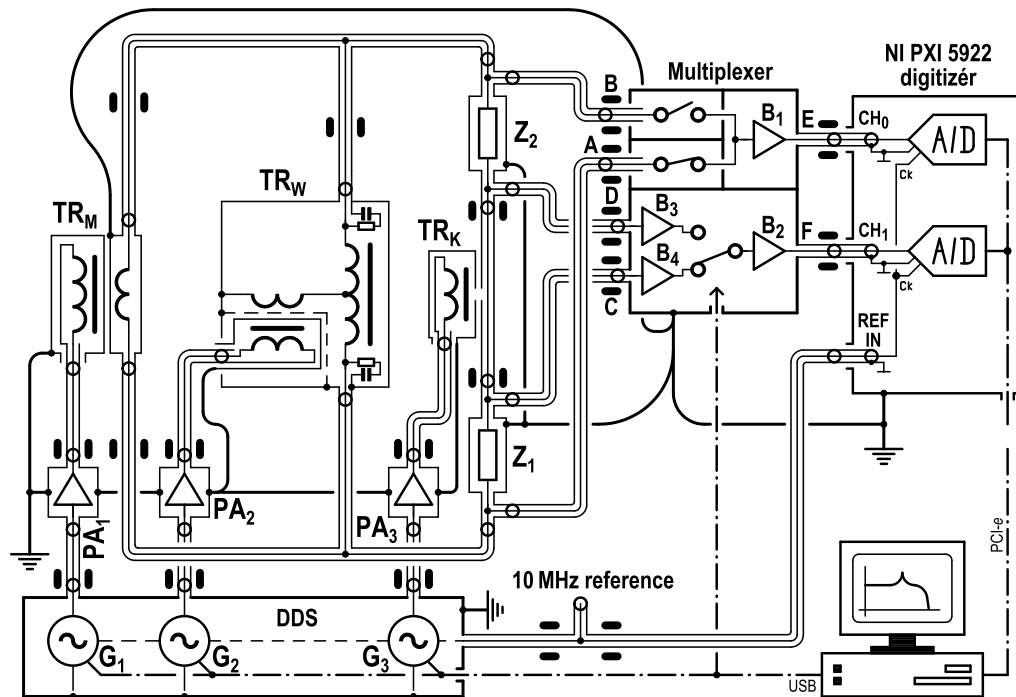
V rámci postupného zvyšování kmitočtového rozsahu bylo postupně vyvinuto několik různých můstků. Prvním experimentem byl 4TP můstek s multiplexerem založeným na klasických relé popsán v [37]. Můstek používal jako DDS syntezátor univerzální D/A kartu National Instruments PXI 6733, která omezovala jeho použití do cca 40 kHz a s vyřazením antialiasingových filtrů cca do 100 kHz. Použitá relé multiplexeru navíc neumožňovala další zvýšení kmitočtového rozsahu. Dalším krokem byla drobná modifikace multiplexeru s využitím jazýčkových kontaktů s kmitočtovým rozsahem do 100 kHz publikovaná v [38]. Následně byla vyvinuta další, pro tuto chvíli poslední verze můstku s kmitočtovým rozsahem až do požadovaného kmitočtu 1 MHz publikovaná v [39]. Popis této verze můstku je hlavním předmětem následujících kapitol. Bude popsána základní topologie můstku, její varianty pro různé typy etalonů a různé kmitočty a také jednotlivé komponenty můstku.



Obr. 3.25: Principiální schéma čtyřpárového digitálního vzorkovacího můstku.

Princip funkce vyvinutého můstku pro 4TP měření je ukázán na obr.3.25. Plné koaxiální zapojení můstku je ukázáno na obr. 3.26. Je založen na třech fázově sprážených DDS generátorech  $G_1$  až  $G_3$ . Hlavní generátor  $G_1$  napájí přes výkonový zesilovač  $PA_1$  a izolační transformátor  $TR_M$  porovnávané impedance  $Z_1$  a  $Z_2$ . Úbytek napětí na spoji mezi svorkami  $L_{POT}$  je eliminován pomocí generátoru  $G_3$  přes

výkonový zesilovač  $PA_3$  a izolační transformátor  $TR_K$ . Tento obvod bude v dalším textu z konvence nazýván Kelvinův. Nulový potenciál svorek  $L_{POT}$  proti referenční zemi je nastaven posledním generátorem  $G_2$  přes zesilovač  $PA_2$ . Tento obvod bude v dalším textu nazýván z konvence Wagnerův. Pomocný transformátor  $TR_W$  slouží pouze k zajištění nízké impedance Wagnerova zdroje v obou ramenech můstku. Tu je třeba zajistit co nejnižší kvůli drobným změnám vstupní impedance multiplexeru při přepínání vstupů, jak bude popsáno dále. Ve vyváženém stavu, tj. s nulovým napětím na obou  $L_{POT}$  svorkách, je měřeno napětí  $H_{POT}$  svorek přes multiplexer a výstupní buffer pomocí kanálu  $CH_0$  digitizéru. Druhý kanál digitizéru  $CH_1$  a druhý kanál multiplexeru je použit pouze jako nulový detektor pro vyvažování.



Obr. 3.26: Plné koaxiální zapojení čtyřpárového vzorkovacího můstku pro porovnání 4TP impedancí (varianta pro kmitočtový rozsah od 10 kHz do 1 MHz).

### 3.2.1 Modifikace můstku

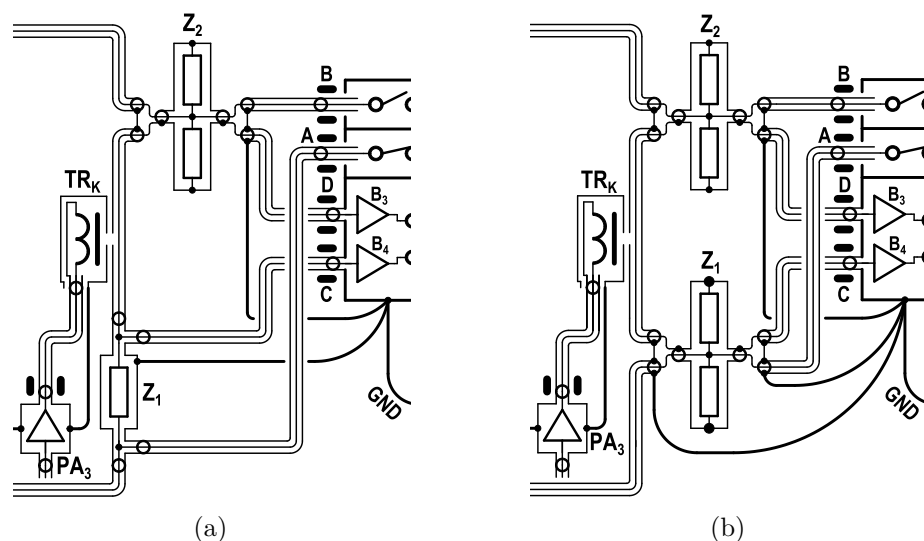
Výše uvedený 4TP můstek je základní topologie navržená pro porovnávání dvou 4TP impedancí pro kmitočtový rozsah od cca 10 kHz výše. Pro měření proudových bočníků v koaxiálním provedení a pro nižší kmitočty je třeba zapojení mírně modifikovat. Několik takových modifikací je popsáno v následujících kapitolách.

### **3.2.1.1 Porovnání 4TP etalonu s koaxiálním bočníkem**

Odvození stupnice proudu do 1 MHz se tradičně provádí pomocí termokonvertorů. Jako základní se používá vypočitatelný jednopřechodový termokonvertor (SJTC) s nominálním proudem 10 mA. Proti němu se pak postupně kalibrují koaxiální bočníky s nominálními proudy 30 mA, 100 mA a 300 mA. Vyšší proudy nejsou pro absenci vhodného proudového zdroje na ČMI dosažitelné. Alternativním a unikátním postupem je použít jako základ stupnice vypočitatelný etalon odporu a digitální impedanční můstek. Můstek pak může být dále používán i k odvození hodnot dalších bočníků i za hranicí 300 mA. Schéma zapojení varianty můstku pro porovnání koaxiálního bočníku s 4TP etalonem je ukázáno na obr. 3.27 (zapojení a). Fotografie celé sestavy pro tuto variantu je ukázána v příloze C. Proudový vstup bočníku je zapojen přes adaptér na 2x BNC. Zem adaptéru je spojena s referenční zemí 4TP etalonu. Napěťový výstup je opět zapojen přes další adaptér na 2x BNC. Zem adaptéru je referenční zemí pro danou impedanci a je zapojena do referenčního zemního bodu na multiplexeru. Impedance tohoto spoje není kritická, pouze by měl být veden spolu s oběma koaxiálními kabely co nejbližší, aby se potlačil případný vliv rušivých magnetických polí.

### **3.2.1.2 Porovnání dvou koaxiálních bočníků v 4TP zapojení**

Další varianta zapojení je učená pro porovnávání dvou koaxiálních bočníků ve 4TP zapojení. Tato topologie je vhodná pro vyšší kmitočty od cca 400 Hz. Pro nižší kmitočty by vstupní tlumivky na vstupech multiplexeru musely mít řádově stovky milihenry, což není praktické. Zapojení můstku s provedením zemí je ukázáno na obr. 3.27, (zapojení b). Zapojení druhého bočníku je identické jako v předchozím případě.



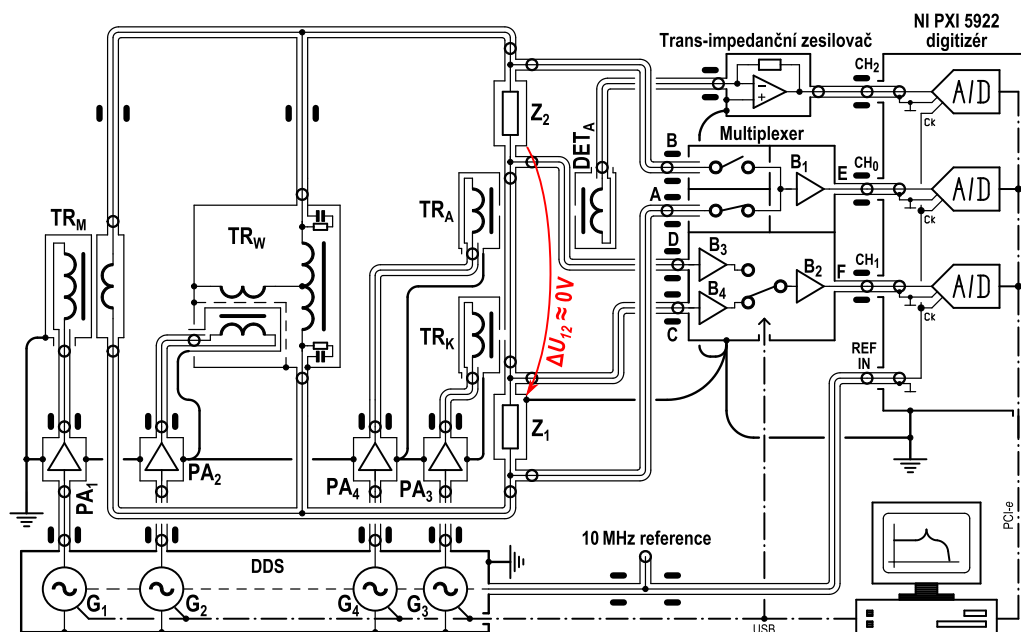
Obr. 3.27: Vlevo zapojení 4TP můstku pro porovnání 4TP etalonu s koaxiálním bočníkem. Vpravo zapojení 4TP můstku pro porovnání dvou koaxiálních bočníků.

### 3.2.1.3 Modifikace 4TP můstku pro nízké kmitočty

Výše uvedená VF varianta můstku není přímo použitelná pro měření na nízkých kmitočtech. Projevuje se totiž konečná impedance plášťů koaxiálních kabelů Kelvinova obvodu. Kelvinův obvod sice eliminuje úbytek mezi  $L_{CUR}$  svorkami etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$ , ale proud vracející se pláští kabelů vytvoří nenulový úbytek napětí  $\hat{U}_{12}$  mezi pláští etalonů. Zjevně tedy dojde k toku souhlasného proudu přes vstupy B a D multiplexeru z neuzemněného etalonu  $Z_2$  a ty nedokáží dle simulace eliminovat ani tlumivky v řádu jednotek henry. Tento jev se projevuje především na měřeném fázovém úhlu na kmitočtech pod asi 400 Hz. Tento souhlasný proud byl u prvních verzí můstku potlačován spojením plášťů etalonů silným vodičem jak je to provedeno u VF verze podle obr. 3.26, kde toto řešení dle simulací i praktických experimentů vyhovuje. Tímto postupem sice došlo ke snížení souhlasných proudů v měřicích kabelech, ovšem za cenu nevyvážených proudů Kelvinovým obvodem a tím i vyšším magnetickým interferencím mezi kabely. Proto bylo provedeno několik experimentálních úprav založených na modelu můstku (viz kapitola 3.4).

První experiment je ukázán na obr. 3.28. Na kabel od  $L_{CUR}$  svorky etalonu  $Z_2$  je navlečen detekční transformátor  $DET_A$  souhlasného proudu. Na rozdíl od běžného detekčního/injekčního koaxiálního transformátoru jako je  $TR_K$  se jedná o detektor souhlasného proudu, tj. jádro s cca 100 závitů jednoduše navlečené na koaxiální kabel (plášť koaxiálního kabelu není veden vnějším jádrem). Výstup je zesílen transimpedančním zesilovačem a vzorkován pomocným kanálem digitizéru nebo alternativně vyhodnocen lock-in zesilovačem. Vyvažovací algoritmus pak kromě Wagnerova a

Kelvinova obvodu pomocí čtvrtého generátoru  $G_4$  a injekčního transformátoru  $TR_A$  eliminuje souhlasný proud detekčním transformátorem  $DET_A$ . Tímto postupem je rozdíl potenciálů  $\Delta\hat{U}_{12}$  mezi pláště etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  minimalizován. Výstup simulace na obr. 3.30 a obr. 3.31 ukazuje jak se změnily souhlasné proudy kabely a měřená impedance  $Z_2$ . Jak je patrné, souhlasné proudy se řádově snížily a téměř zmizela chyba měření časové konstanty na nízkých kmitočtech.



Obr. 3.28: Zapojení můstku pro měření 4TP impedancí od nízkých kmitočtů s pomocným vyvažovacím obvodem.

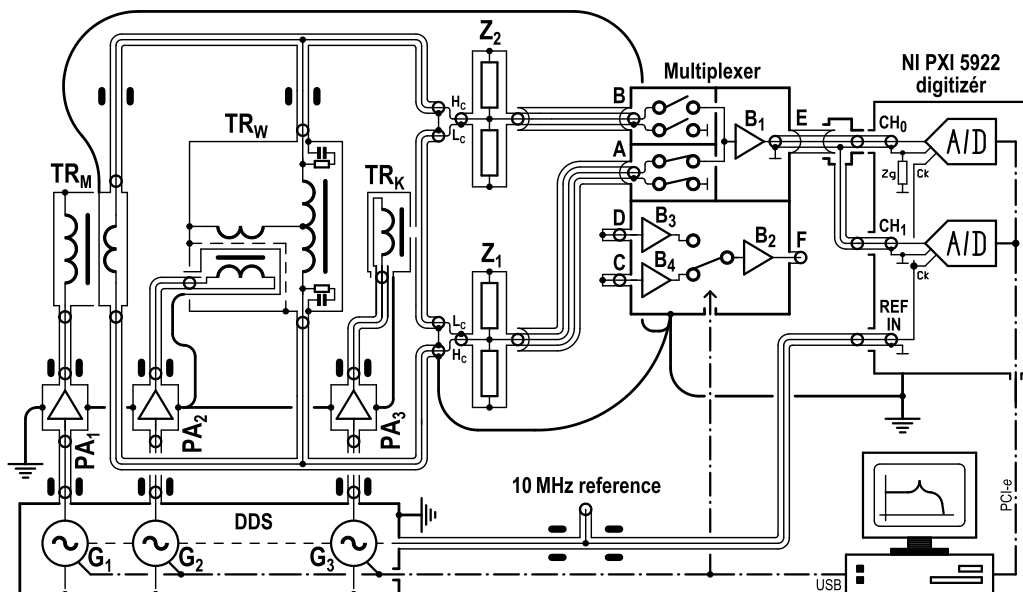
Uvedené řešení je sice účinné, ale vyžaduje další HW a delší čas vyvažování. Proto byl vyvinut, modelován a prakticky prověřen také poněkud neobvyklý postup podle obr. 3.29. Etalon  $Z_2$  je v tomto zapojení oddělen 4TP izolátorem země. Idea tohoto obvodu je oddělit země vstupních a výstupních koaxiálních kabelů a zároveň zachovat vyvážené proudy ve všech kabelech. Proudové svorky etalonu jsou napájeny přes smyčku koaxiálního kabelu vybavenou malou koaxiální tlumivkou, která přijatelně zachovává vyvážené proudy v této izolované smyčce. Potenciál pláště  $Z_2$  lze díky izolaci země definovat pomocným vodičem do ref. zemního bodu bez toho, aby jím procházel porovnávací proud. Tím je zajištěn shodný potenciál obou plášťů etalonů. Efekt je prakticky identický s předchozím řešením ale bez nutnosti dalšího vyvažování (viz obr. 3.30 a obr. 3.31).



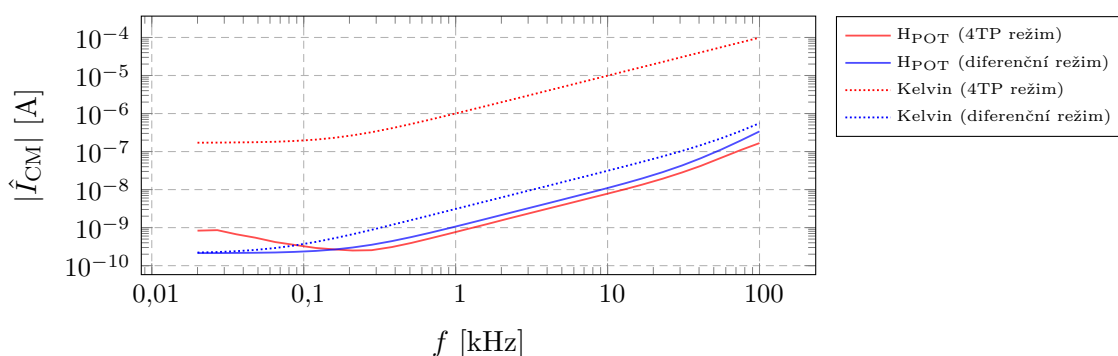


#### 3.2.1.4 Nízkofrekvenční koaxiální můstek pro porovnání koaxiálních bočníků

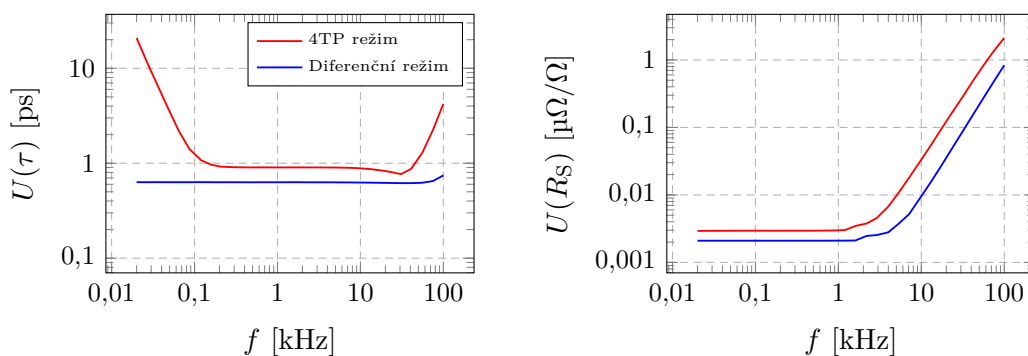
Pro nízké kmitočty se tradičně vyskytuje problém s vyvážením proudů v kabelech. Aby měly koaxiální tlumivky dostatečný účinek na kmitočtech okolo 50 Hz, musely by jejich hodnoty dosahovat minimálně stovek milihenry. Na to jsou již třeba poměrně rozměrná jádra a dlouhé kabely. Proto bylo vyvinuto unikátní experimentální zapojení můstku, které potřebu tlumivek na nízkých kmitočtech prakticky eliminuje. Schéma zapojení je ukázáno na obr. 3.32. V tomto zapojení je využito skutečnosti, že multiplexer u neaktivního vstupu odpojuje nejen vstup, ale i jeho koaxiální zem. Zůstává jen zbytková kapacita v řádu desítek pikofaradů, která zejména pro nízké impedance a kmitočty do cca 100 kHz nepředstavuje problém. V tomto zapojení jsou napěťové výstupy etalonů zapojeny do hlavního kanálu multiplexeru přímo bez přechodu na 4TP zapojení (přímé diferenční měření úbytků napětí). Pomocný kanál multiplexeru není využit. Detekce vyvážení je řešena netradičně až na výstupu multiplexeru. Hlavní vstup digitizéru  $CH_0$  je přepnut do režimu „pseudo diferenčního“ režimu, kdy je plášť BNC vstupu uzemněn přes vnitřní impedanci cca  $R_G = 200 \Omega$ . Druhý vstup digitizéru  $CH_1$  pak měří úbytek napětí na  $R_G$ , který je úměrný nechtěnému souhlasnému proudu z bočníku. Vyvažovací algoritmus minimalizuje tento úbytek na nulu pro oba porovnávané bočníky obdobě jako u 4TP můstku. Jakmile je tento stav dosažen, pak s výjimkou unikajících proudů kapacitními svody jsou proudy v kabelech na výstupech bočníků vyvážené a není nezbytné použít tlumivky. Toto řešení lze rovněž použít pro měření 4T či 5T etalonů. Ukázka Spice simulací získaných souhlasných proudů vybranými kabely můstku je zobrazena v grafech na obr. 3.33. Je zjevné, že vyvážení proudů je u tohoto můstku lepší a tomu odpovídá i příspěvek nejistoty měření od samotné koaxiální sítě jak je ukázáno v grafech na obr. 3.34.



Obr. 3.32: Zapojení můstku pro porovnání koaxiálních bočníků v koaxiálním připojení (přímé diferenční zapojení úbytků napětí) pro kmitočty do 100 kHz.



Obr. 3.33: Příklad simulací zjištěného souhlasného proudu  $L_{POT}/H_{POT}$  kabely a kabely Kelvinova transformátoru pro koaxiální můstek s bočníky ve variantě s 4TP a diferenčním zapojením podle obr. 3.32.



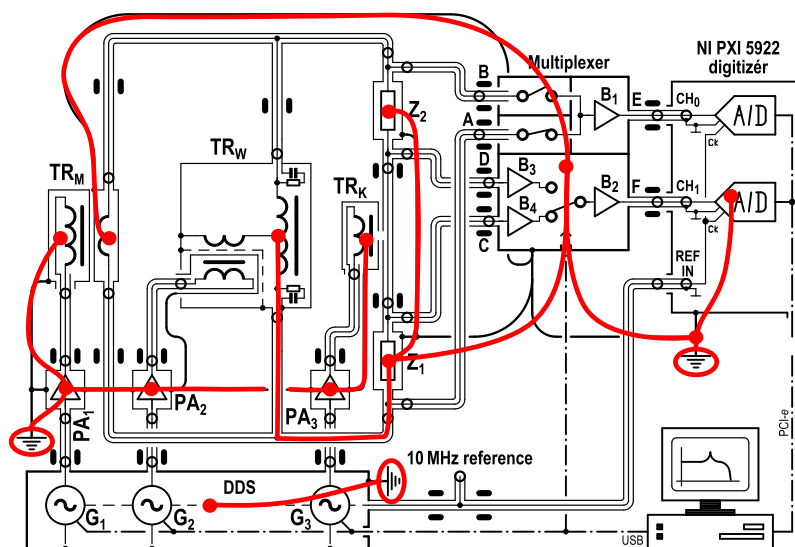
Obr. 3.34: Nejistoty měření podle experimentu z grafu na obr. 3.33.

### 3.2.2 Koaxiální tlumivky

U každé koaxiální měřicí sítě musí být zajištěno vyvážení proudů v koaxiálních kabelech, tj. proud jádrem kabelu se musí vracet jeho pláštěm. Tím je zajištěno potlačení magnetického vyzařování a tím i vazba mezi jednotlivými kabely. Vyvážení proudů v kabelech na vyšších kmitočtech od řádu stovek kilohertz může nastat samovolně díky vlastní indukčnosti kabelů. Na nižších kmitočtech je ale nutné tento stav vynutit pomocí tzv. koaxiálních tlumivek (v angl. literatuře bývá tento postup nazýván „current equalisation“). Tlumivky jsou v nejjednodušším případě realizovány navinutím koaxiálního kabelu na toroidní jádro s vysokou permeabilitou. Vhodná jsou např. pásková vinutá jádra z materiálu NANOPERMR<sup>®</sup> firmy MAGNETEC, které dosahují počáteční permeability až  $\mu_r = 90000$ . Pro užitečný signál se tlumivka nijak neprojevuje, protože rozdílový proud kabelem je nulový. Pro souhlasný proud vyvolaný zemní smyčkou, či magnetickou indukcí do kabelu však tlumivka klade střídavý odpor úměrný kmitočtu a její indukčnosti. Souhlasný proud je tedy odkloněn jinou cestou s nižší impedancí, pokud taková v síti existuje. Vložením tlumivek lze tedy přerušit zemní smyčky způsobené neozemnitelnými komponenty koaxiální sítě, jako je např. digitizér PXI 5922 nebo nutnými přídatnými spoji (např. volné vodiče ve schématu na obr. 3.26). Problematika nejen koaxiálních tlumivek je výborně popsána v knize [14].

Klíčové pro správnou funkci můstku bylo rozmístění koaxiálních tlumivek v síti můstku. Obecné pravidlo zní: přerušit zemní smyčky minimálním možným počtem tlumivek a zároveň pokud možno nenechat žádné místo sítě kompletně izolované tlumivkami, pokud není jeho potenciál definován volným vodičem. Zároveň se preferuje umístění tlumivek na kabely s vyšším proudem (hlavní napájecí smyčka můstku). Pro audio kmitočty toto většinou není zásadní problém a korektní řešení byla nesčetněkrát publikována (např. [14]). Pro nízkaimpedanční můstek na jediném kmitočtu 1 MHz by situace rovněž byla snadná - obešel by se bez tlumivek, případně s několika feritovými toroidy navléknutými na kabely. Ale z praktických důvodů byl realizován můstek pro kmitočtový rozsah minimálně 10 kHz až 1 MHz a tedy bylo nutné použít tlumivky, které jsou dostatečné pro 10 kHz, ale zároveň výrazně neomezují funkci na 1 MHz. Zde se vyskytly dva hlavní problémy. Prvním bylo, že pro dosažení maximálního proudu nelze u proudové napájecí smyčky navinout několik závitů na jádro, protože by došlo k prodloužení kabelu a tím ke zvýšení sériové výstupní impedance zdroje. Při vysokých proudech navíc vzniká problém s potenciály na pláštích kabelů. Kabely mají konečnou impedanci stínění, takže při vyšších proudech by se na delších úsecích kabelů na tlumivkách objevily úbytky napětí a nastal problém s kapacitními vazbami, které navíc způsobují rozvážení proudů na vyšších kmitočtech. Druhý problém je, že vstupní tlumivky hlavního

kanálu multiplexeru (vstupy A a B multiplexeru) rovněž nemohou mít mnoho závitů, protože by neúměrně zvýšily kapacitní zátěž  $H_{POT}$  svorek etalonů a tím nutnou korekci zatěžovacího efektu svorek etalonů.



Obr. 3.35: Analýza zemních smyček koaxiální sítě můstku. Červeně jsou naznačeny jednotlivé zemní cesty nepřerušené tlumivkami.

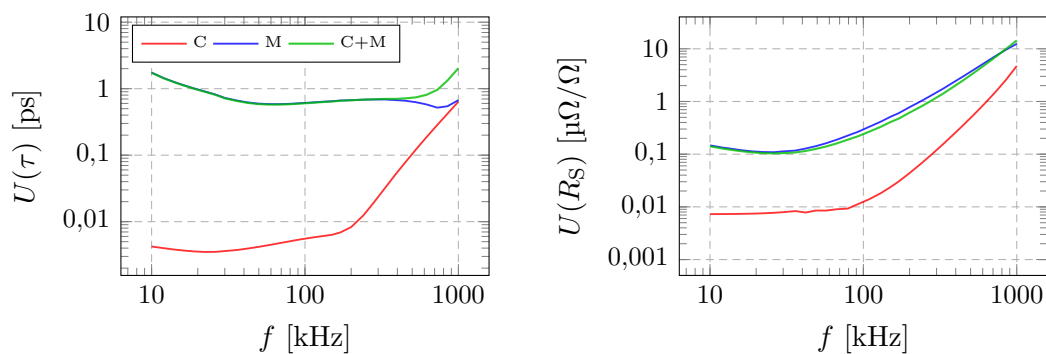
Bylo tedy nutné přistoupit k některým kompromisům a porušit obvyklé postupy pro umístění tlumivek. Protože vlastnosti koaxiálního obvodu můstku již nejsou jednoduše odhadnutelné, bylo přistoupeno k neobvyklému řešení, a sice k vytvoření obvodového modelu můstku v prostředí Spice (viz kapitola 3.4). I když model není zcela věrný, umožňuje provádět alespoň přibližné citlivostní analýzy vlivu velikostí tlumivek, typů a délek kabelů a zemních vodičů. Touto cestou byl pro VF variantu můstku experimentálně nalezen kompromis podle schématu na obr. 3.26. Zbylé nepřerušené zemní cesty jsou naznačeny na orientačním schématu na obr. 3.35. Příklad výstupu modelu je ukázán v grafech na obr. 3.36. Jak je patrné, tak na 1 MHz se dle předpokladu skutečně objevuje vliv kapacitních vazeb mezi kabely, takže skutečně není vhodné vinout větší tlumivky a prodlužovat tak kabely a tím dále zvyšovat jejich vzájemné kapacity.

Tlumivky v napájecích kabelech jsou tedy namísto vinutí několika závitů realizovány raději navléknutím čtyř toroidních jader. Konkrétně byla použita malá jádra MAGNETEC M-102 s konstantou  $A_l \approx 80 \mu\text{H}/z^2$ , tedy celková indukčnost je přes  $300 \mu\text{H}$ . Navíc byly umístěny na obě strany hlavního i Kelvinova transformátoru. Celková indukčnost v hlavní smyčce je tedy přes  $600 \mu\text{H}$  bez zbytečného prodloužení napájecích kabelů.

Problém však představují především vstupní tlumivky multiplexeru. Při vyšších porovnávacích proudech etalony vzniká díky konečné impedanci plášťů kabelů Kelvi-

nova obvodu mezi plášti etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  úbytek napětí. Ten nevyhnutelně vede k toku nežádoucího souhlasného proudu přes vstupy multiplexeru. Normálně lze tento jev potlačit větší vstupní tlumivkou, ale kvůli minimalizaci kapacitní zátěže  $H_{\text{POT}}$  svorek etalonů nelze navinout větší tlumivku. Proto byly poněkud netradičně pláště etalonů spojeny přídatnými vodiči na společný zemní bod. Tím se snížil úbytek mezi plášti  $Z_1$  a  $Z_2$  a bylo možné zmenšit velikosti vstupních tlumivek. Jen bylo nutné vložit tlumivky okolo Kelvinova transformátoru, aby nevznikla další zemní smyčka přes něj.

Hlavní vstupní tlumivky pro  $H_{\text{POT}}$  svorky jsou tedy vinuté pouze čtyřmi závitů tenkým kabelem s impedancí  $75\ \Omega$  (kvůli snížení kapacity) na miniaturní jádra M-059. Celková indukčnost na 10 kHz je přes  $600\ \mu\text{H}$ . Vstupní kabely pro nulové indikátory pro  $L_{\text{POT}}$  svorky jsou vinuty 6ti závitů  $50\ \Omega$  kabelem na tatáž jádra a mají indukčnost cca  $1,4\ \text{mH}$  na 10 kHz. Kapacita těchto kabelů má sice rovněž vliv na nejistotu měření, protože i ta je součástí korekcí můstku, ale přesto si zde lze dovolit i stovky pikofaradů.

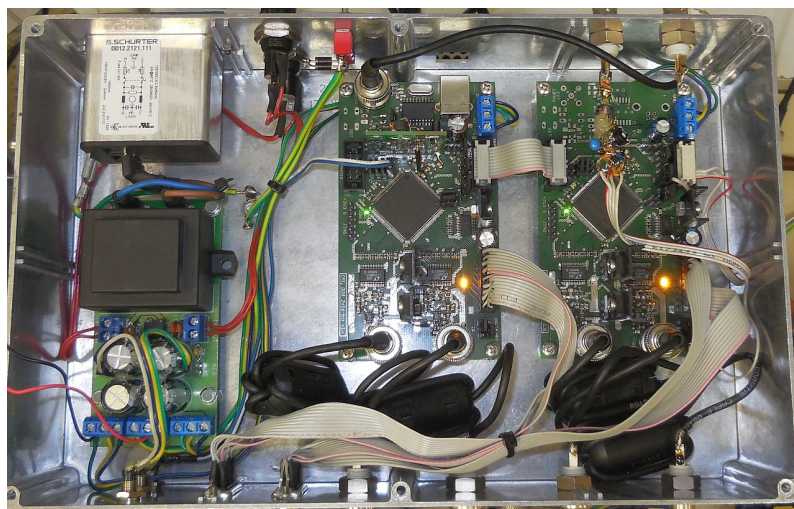


Obr. 3.36: Odhad příspěvku nejistoty měření vlivem parazitních kapacitních a magnetických vazeb v koaxiální síti VF můstku získaných ze Spice modelu. Příklad je vypočten pro poměr impedancí  $1:0,1\ \Omega$ .

### 3.2.3 Generátory DDS

Všechny tři (resp. čtyři) generátory můstku musí být fázově spřažené a synchronizované s digitizérem. Musí umožňovat plynulou regulaci napětí od nuly a musí mít co nejvyšší rozlišení fáze i amplitudy. Komerční vícekanálové generátory s potřebnými parametry jsou poměrně raritní. Nelze např. použít klasické generátory s atenuátory na výstupu, protože pokud během vyvažování můstku dojde k přepnutí napěťového rozsahu, dojde ke skoku v amplitudě i fázi, což by zásadně komplikovalo vyvažovací algoritmus. Navíc typické generátory ani neumožňují dosáhnout nulového napětí, což

by si vyžádalo komplikovanější řešení s použitím několika generátorů a sčítání jejich výstupů.



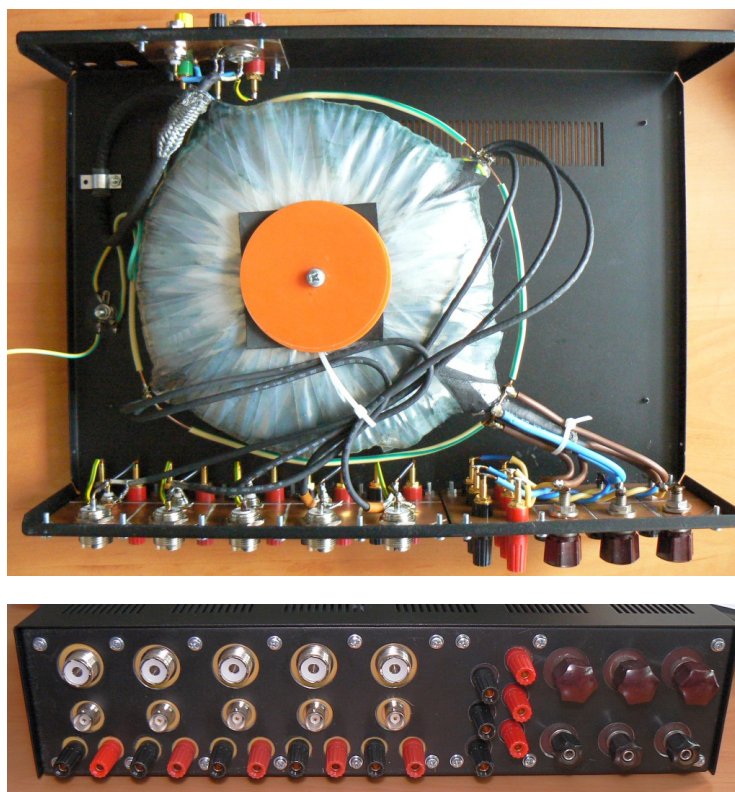
Obr. 3.37: Fotografie čtyřkanalového, modulárního DDS generátoru použitého pro vyvažování a řízení můstku.

Pro účely můstku byl tedy raději realizován jednoduchý modulární DDS generátor (fotografie viz obr. 3.37), který má v současné konfiguraci čtyři dostupné kanály. Je založen na 16bitových D/A převodnících LT1668 taktovaných na pevném vzorkovacím kmitočtu 50 MHz. Hodinový takt D/A převodníků je odvozen přímo od krystalového oscilátoru VC-TCXO justovaného fázovým závěsem HMC1031 s nízkým fázovým jitterem. Tímto řešením je zajištěna synchronizace na externí referenční kmitočet 10 MHz s podstatně nižším fázovým šumem, než lze dosáhnout interním fázovým závěsem hradlového pole, které D/A převodníky řídí. Výstupy D/A jsou ošetřeny filtry typu Butterworth 4tého řádu. Šířka pásma byla nastavena na cca 4 MHz. Vlastní DDS je realizován hradlovými poli FPGA Spartan 3. Rozlišení ladících slov kmitočtu a fáze je 63 bitů. Díky takto jemnému kroku je např. velmi snadné dosáhnout koherentní vzorkování s digitizérem. Generátor je vybaven ditheringem, takže efektivní vertikální rozlišení je 18 bitů. To je pro účely vyvažování můstku více než dostatečné, protože v použité topologii s použitým algoritmem zpracování měřených napětí není nutné vyvažovat zbytková napětí pod úroveň několika desítek mikrovoltů. SFDR generátoru na 1 MHz je cca  $-87$  dBc, což je rovněž dostačující, protože transformátory a výkonové zesilovače způsobují zkreslení násobně vyšší a hlavní potlačení aliasing efektu zajišťuje digitizér.



### 3.2.4 Zesilovače a transformátory

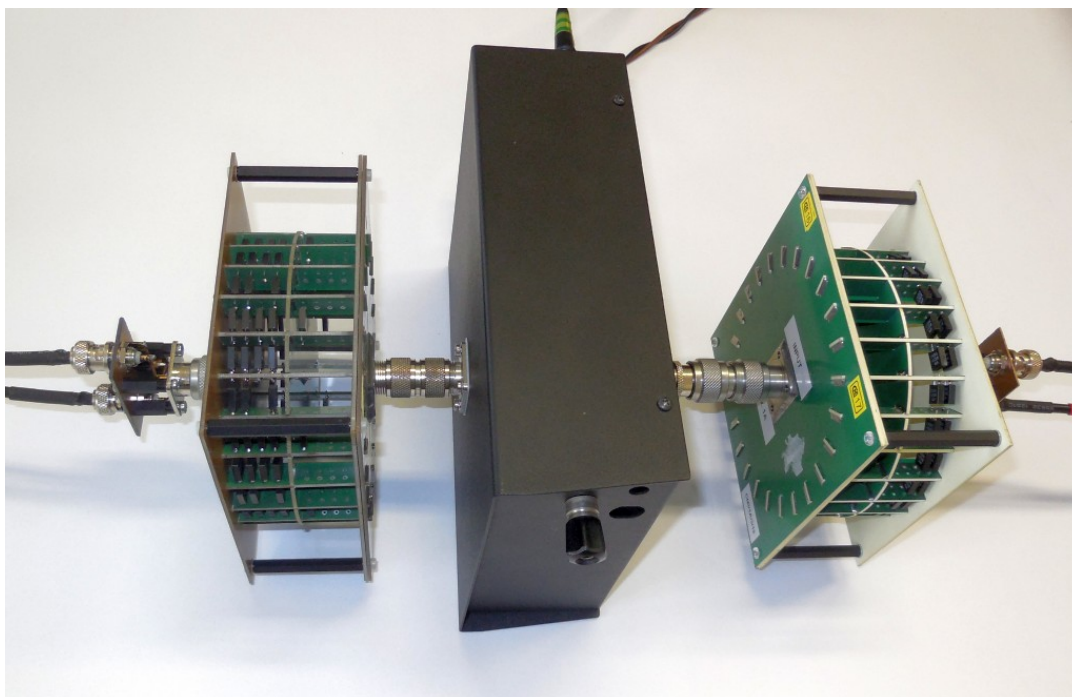
Daná topologie musí vždy obsahovat minimálně Kelvinův transformátor. Díky tomu bohužel nebylo možné realizovat jeden můstek pro celý kmitočtový rozsah, protože je prakticky nemožné vyrobit jeden transformátor schopný pracovat od 20 Hz do 1 MHz s proudy alespoň jednotky ampér. Řešení s kombinací více dílčích jader bylo pro komplikovanost zavrženo. Přinejmenším by to vedlo ke značným rozměrům, které nejsou na pracovním kmitočtu 1 MHz přijatelné. Bylo tedy nutné vyvinout minimálně dvě sady zesilovačů a hlavně transformátorů. Jedna slouží k měření od cca 20 Hz do 100 kHz a druhá pro rozsah 10 kHz až 1 MHz.



Obr. 3.38: Fotografie provedení hlavního napájecího transformátoru do 100 kHz.

Pro kmitočtový rozsah od cca 20 Hz do 100 kHz používá můstek klasický můstkový audio zesilovač v kombinaci s přizpůsobovacími výkonovými transformátory založenými na páskových vinutých jádrech. Tímto způsobem lze snadno dosáhnout porovnávací proudy až 20 A. Pro hlavní transformátor bylo použito páskové jádro z materiálu permalloy. Transformátor na obr. 3.38 je vybaven několika vinutími a odbočkami, které umožňují dosáhnout převodů 1:1, 1:2, 1:5 a 1:10. Lze tedy snadno přizpůsobit výstupní impedanci audio zesilovače měřené impedanci.

Výkonový injekční transformátor Kelvinova obvodu byl realizován na jádře NANOPERM® M-454. Má vysoký převod (1:50 nebo 1:100), protože zde je nutné

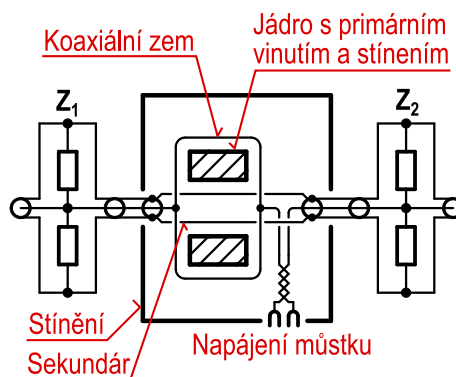


Obr. 3.39: Fotografie výkonového injekčního transformátoru kelvinova obvodu do 100 kHz se dvěma koaxiálními bočníky.

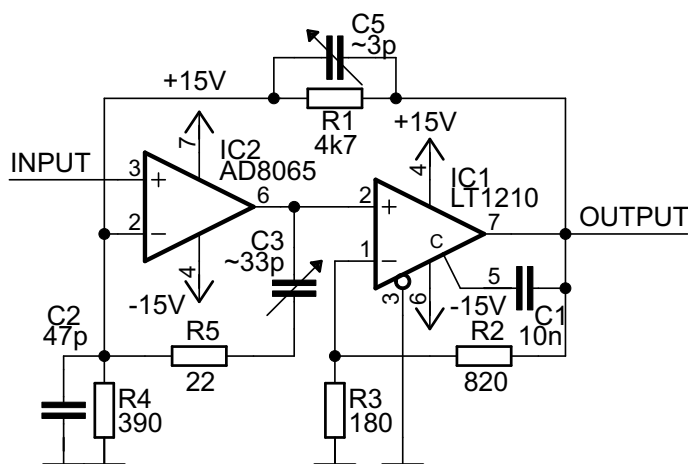
výstupní napětí pouze v řádu milivoltů. Je uzavřen do ocelové skřínky a při porovnání koaxiálních bočnicků je vložen přímo mezi ně (viz. obr. 3.39). Vnitřní zapojení je naznačeno na obr. 3.40. Sekundární vinutí je realizováno dvěma paralelními měděnými vodiči středem jádra a zpětný tok napájecího proudu bočnicků pomocí 12ti tenkých vodičů umístěných symetricky okolo transformátoru. Díky symetrickému vedení zpětného proudu okolo jádra bylo zredukováno magnetické vyzařování mimo transformátor na minimum. Vlastní přívod napájecího proudu je veden krouceným párem na jedné straně Kelvinova transformátoru, aby bylo vyzařování z napájecího vedení minimální. Experimentální změnou polohy bočnicků bylo zjištěno, že jsou vůči zbytkovým vyzařovaným polím imunní, resp. změna hodnoty úhlu i modulu impedance byla hluboko v nejistotě měření. Nebylo tedy nutné experimentovat s přídatným magnetickým stíněním.

Pro oblast 10 kHz až 1 MHz bylo nutné použít jiné řešení. Byly zkonstruovány výkonové zesilovače založené na výkonových operačních zesilovačích LT1210 s pomocnou zpětnou vazbou s operačním zesilovačem AD8065, který vylepšuje stabilitu zisku (fotografie na obr. 3.42). Tyto zesilovače jsou schopné dodat efektivní napětí 9 V při proudu 1 A a kmitočtu jednotek megahertz. Výstup je doplněn o rezistory cca 500 mΩ a spolu s relativně dlouhým kabelem k zátěži stačí k zajištění stability, tj. nevyskytly se problémy s oscilacemi zesilovačů při libovolné zátěži včetně přímého připojení k bočnicku 6 mΩ. Zesilovače lze konfigurovat i jako můstkové, takže efektivní





Obr. 3.40: Principiální provedení výkonového injekčního Kelvinova transformátoru.

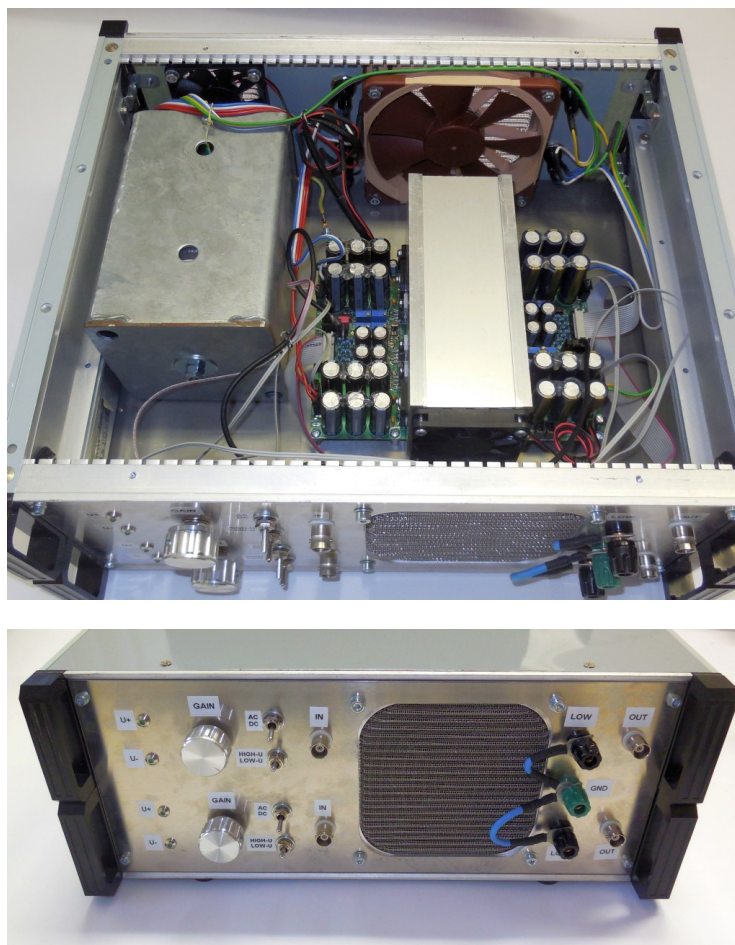


Obr. 3.41: Zjednodušené schéma modulu VF výkonového zesilovače s obvody LT1210.

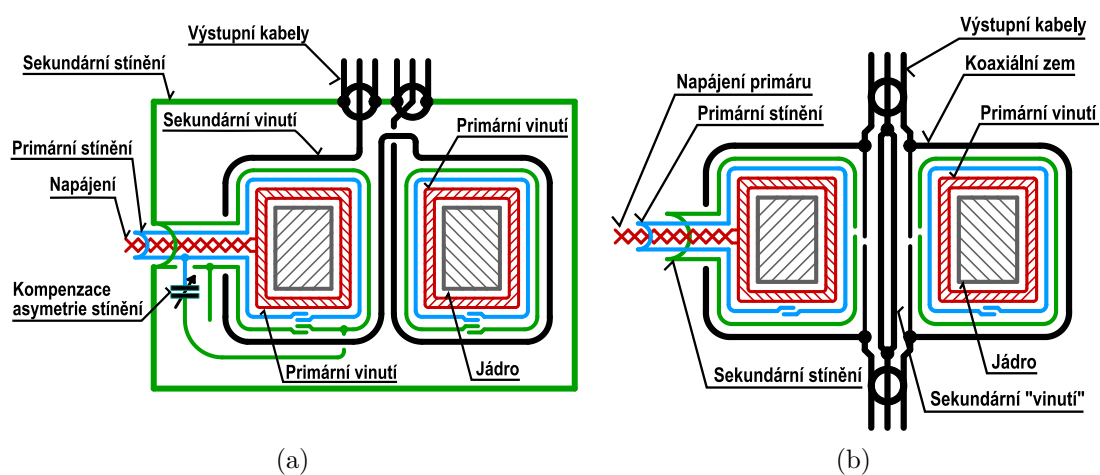
výstupní napětí může být až 18 V. SFDR zesilovačů je cca  $-85$  dBc na 100 kHz a  $-70$  dBc na 1 MHz při plné zátěži. Zjednodušené zapojení je ukázáno na obr. 3.41.

Největším problémem napájení můstku do 1 MHz byla realizace transformátorů  $TR_M$  a  $TR_K$ . Cílem bylo, aby byly schopné pracovat alespoň v rozsahu 10 kHz až 1 MHz a dodat alespoň 3 A na 1 MHz. Zároveň musí být vybaveny minimálně dvojitým stíněním pro omezení kapacitních vazeb primár-sekundár. To jsou značně protichůdné požadavky. Na nízkých kmitočtech je nutný vyšší počet závitů primáru kvůli sycení jádra, ale na vyšších kmitočtech je třeba co nejnižší počet závitů, jinak rozptylová indukčnost zvyšuje nutné vstupní napájecí napětí. Stínění navíc dále snižují činitel vazby mezi vinutími. Bylo postupně vyrobeno asi 10 různých experimentálních kusů.

Finální verze obou transformátorů  $TR_M$  a  $TR_K$ , jejíž provedení je ukázáno na obr. 3.43, je založena na páskových vinutých jádrech z materiálu NANOPERM® s permeabilitou  $\mu_r = 8000$ . Tato jádra byla převinuta na průřez cca 15x10 mm a vnitřní průměr 14 mm. Primární vinutí je řešeno měděným páskem 5x0,15 mm po pěti závitech na protilehlých stranách jádra zapojených v sérii. Následují dvě stínění



Obr. 3.42: Fotografie provedení 1 MHz výkonového zesilovače.



Obr. 3.43: Konstrukce napájecích transformátorů  $TR_M$  a  $TR_K$ : a) Hlavní transformátor; b) Kelvinův transformátor.

a sekundární vinutí 2x jeden závit měděným páskem nad každou částí primáru. Kvůli nesymetrii kapacit mezi stíněními byl přidán malý kapacitní trimr, který je nastaven tak, aby změna výstupů transformátoru neměla vliv na měřený poměr impedancí. Konkrétně pro porovnávání dvou kapacit 1 pF je změna asi jen 20 pF/F na 1 MHz, přičemž efekt je přímo úměrný měřené impedanci, takže na 1 kΩ již není měřitelný.

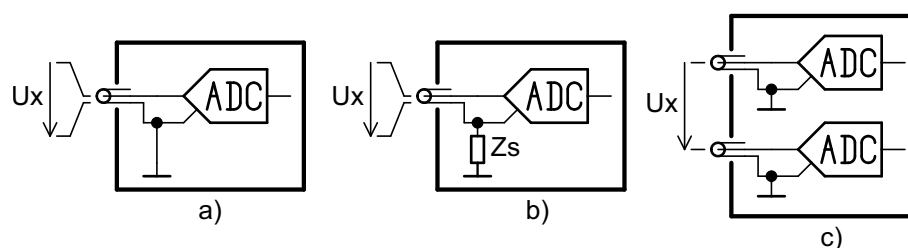
Kelvinův transformátor  $TR_K$  je obdobný, jen primární vinutí má 8 závitů a sekundární závity jsou spojeny paralelně, protože je třeba nižší výstupní napětí. Výstupy transformátorů jsou realizovány pomocí dvou paralelně zapojených koaxiálních kabelů. Byly použity koaxiální kabely se silikonovým dielektrikem průměru 4 mm, které mají nízkou charakteristickou impedanci vhodnou pro vysoké proudy a jsou zároveň velmi ohebné, což se hodí pro snadnou manipulaci a připojování k etalonům. Při paralelním spojení dvou kabelů mají indukčnost zkratované smyčky pod 100 nH/m. To je velmi žádoucí pro maximalizaci výstupního proudu. Délka kabelů je minimální možná, tj. cca 7 cm pro Kelvinův a 10 cm pro hlavní transformátor. Do zátěže cca  $0,5\ \Omega$  dokážou transformátory dodat 5 A do 200 kHz a cca 1,6 A na 1 MHz. Při zapojení zesilovačů v můstkovém zapojení dosahuje proud na 1 MHz požadované 3 A. Pro vyšší proud je možné zařadit rezonanční kapacitu do série s primárem hlavního transformátoru. Takto bylo dosaženo 5 A i na kmitočtu 1 MHz.

Kombinované zkreslení transformátorů se zesilovači je cca  $-80\ \text{dBc}$  do 100 kHz a pod  $-63\ \text{dBc}$  na 1 MHz. Účinnost stínění byla testována injektováním souhlasného napětí do primárního vinutí. Dvojitě stínění zajistilo, že efekt souhlasného napětí na měřený poměr impedancí byl cca  $0,5\ \mu\text{V/V}$  na 100 kHz a pod  $2\ \mu\text{V/V}$  na 1 MHz proti až  $100\ \mu\text{V/V}$  s jedním stíněním. Nebylo bohužel možné dosáhnout plného potlačení, protože prostor pro provedení stínění v otvoru transformátoru je značně omezený a nelze tak jednoduše realizovat plně symetrické stínění dle doporučení [14]. Nicméně chyba  $2\ \mu\text{V/V}$  na 1 MHz je přijatelná a navíc je dále potlačena kalibrační můstkou.

### 3.2.5 Digitizér

Můstek využívá digitizéry National Instruments PXI 5922 v době zahájení řešení projektu již dostupné v laboratoři elektrických veličin ČMI Brno. Jedná se dvoukanálovou vzorkovací kartu vybavenou sigma-delta převodníky, které nabízí flexibilní rozlišení dle vzorkovacího kmitočtu (24 bitů do 500 kSa/s a 16 bitů do 15 MSa/s). Mají velmi účinný antialiasingový filtr, který potlačuje nedostatečné SFDR zdrojů můstku. Karty lze konfigurovat do několika vstupních režimů (viz. obr. 3.44). Pro účely 4TP můstku je karta použita v single-ended režimu, protože rozdílové vstupy by zbytečně vnášely problémy způsobené omezeným CMRR. Jedinou výjimkou je diferenční koaxiální režim můstku podle obr. 3.32, kde je u jednoho kanálu použit pseudo-rozdílový vstupní režim, ale je na něm vyvažovacím procesem udržováno

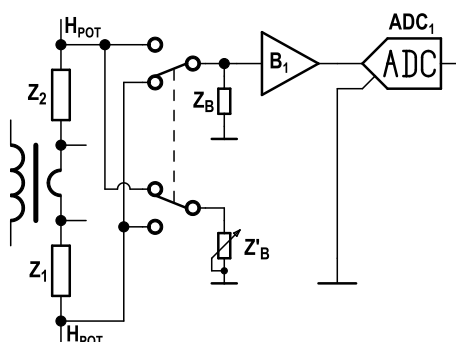
nulové souhlasné napětí, takže se CMRR neprojeví.



Obr. 3.44: Varianty konfigurace vstupů vzorkovací karty PXI 5922: a) Dva zemněné single-ended vstupy, b) Dva pseudo-rozdílové vstupy zemněné přes cca  $200\ \Omega$ , c) Plně rozdílový vstup.

### 3.2.6 Multiplexer

Největší výzvou realizace můstku je samotný koaxiální multiplexer, který je jednou z hlavních limitací dosažitelné nejistoty můstku. Multiplexer má dva kanály. Hlavní kanál pro měření napětí  $H_{POT}$  svorek etalonů a pomocný kanál pro měření napětí  $L_{POT}$  svorek. Oba kanály lze řídit nezávisle na sobě.

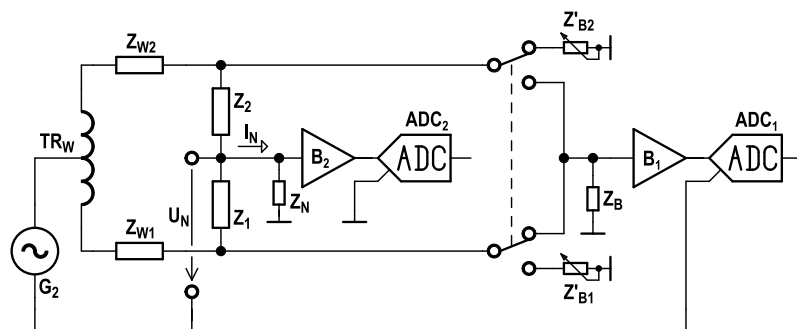


Obr. 3.45: Princip funkce hlavního kanálu multiplexeru se substituční impedancí  $\hat{Z}'_B$ .

Pro realizaci hlavního kanálu multiplexeru byla zvolena topologie s pasivním vstupem a bufferem až na výstupu jejíž princip je uveden na schématu na obr. 3.45. Smysl tohoto komplikovaného řešení je v tom, že oba vstupy takto sdílí stejnou nelinearitu. Tato skutečnost je vytěžena v návrhu linearizační techniky můstku (viz. kapitola 3.3.2.3).

Vzhledem k bufferu umístěnému až na výstupu multiplexeru se při přepínání vstupů mezi A ( $Z_1$ ) a B ( $Z_2$ ) mění zatěžovací impedance  $H_{POT}$  svorek etalonů. Výstupní svorky etalonů mají nenulovou sériovou impedanci, takže při zátěži především kapacitou multiplexeru dochází k nárůstu napětí (rezonance). To sice nepředstavuje zásadní problém na nižších kmitočtech, kde je chyba zátěží proměnlivou vstupní kapacitou multiplexeru relativně nízká, ale na 1 MHz je bezpodmínečně nutné změny

zatěžovací kapacity kompenzovat. K tomu účelu je multiplexer vybaven substituční impedancí  $\hat{Z}'_B$ , která je zapojena na vstup vždy, když není daná cesta multiplexeru aktivní. Tato impedance byla experimentálně nastavena tak, aby byla co nejbližší vlastní vstupní impedanci výstupního bufferu  $\hat{Z}_B$ . Pomocí sériových RC členů se podařilo docílit změny kapacity vstupu mezi aktivním a neaktivním stavem vstupu multiplexeru o cca 0,2 pF na 1 MHz.



Obr. 3.46: Princip funkce hlavního kanálu multiplexeru se substituční impedancí  $\hat{Z}'_B$ .

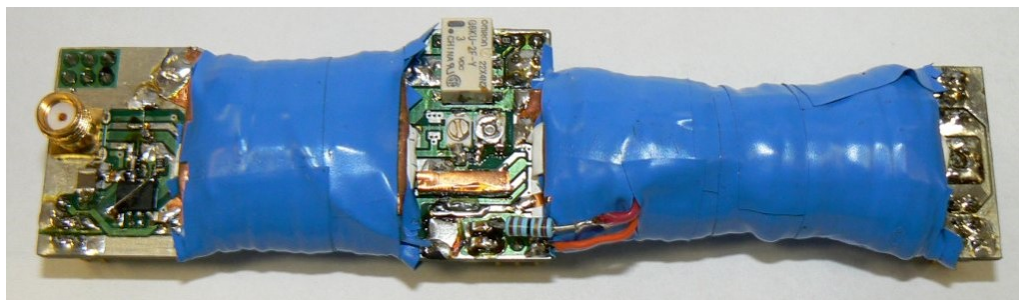
Pro vlastní funkci můstku však není důležitá ani tak změna zátěže jednotlivých vstupů, jako spíše změna celkové zátěže Wagnerovy větve, která definuje potenciál všech svorek proti referenční zemi a napájí všechny svodové impedance můstku proti zemi. Princip problému je znázorněn na obr. 3.46. Wagnerův obvod má svou konečnou výstupní impedanci  $\hat{Z}_{W1}$  a  $\hat{Z}_{W2}$ , kterou nelze snadno zredukovat. Konkrétně u varianty můstku do 1 MHz je výstupní impedance cca 500 nH a 200 mΩ. Při přepínání multiplexeru mezi kanály  $Z_1$  a  $Z_2$  se mění celková zátěž Wagnerova obvodu o hodnotu danou vztahem:

$$\Delta\hat{Z}_i = (\hat{Z}_B || \hat{Z}'_{B1}) - (\hat{Z}_B || \hat{Z}'_{B2}). \quad (3.22)$$

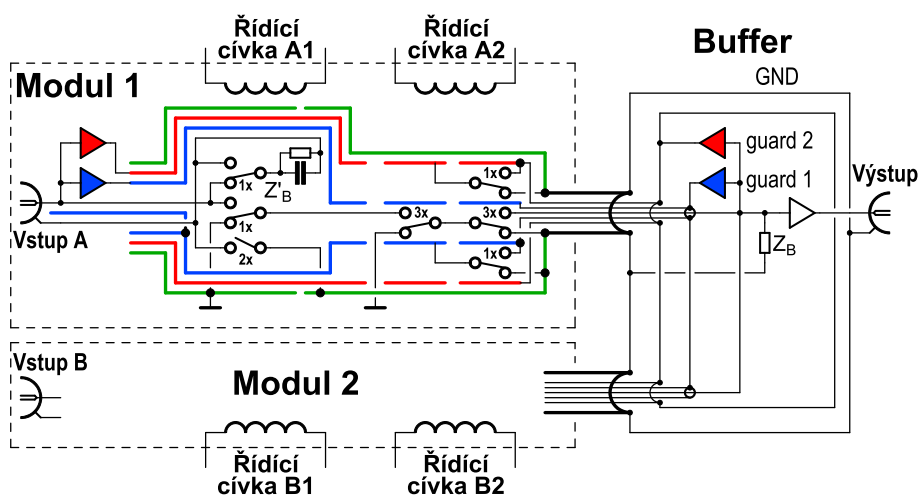
Je zjevné, že při přepnutí multiplexeru (a tím i změně zátěže o  $\Delta\hat{Z}_i$ ) dojde i ke změně napětí na nulových detektorech  $\hat{U}_N$ . Tím dojde k úniku části porovnávacího proudu  $\hat{U}_N$  přes vstupní impedanci nulových detektorů  $\hat{U}_N$  (vstupy C a D multiplexeru). Tento jev se projevuje především při měření vyšších impedancí a je hlavním důvodem, proč je tato topologie obvykle limitována na nižší impedance. V realizovaném multiplexeru se podařilo změnu celkové vstupní impedance multiplexeru  $\Delta\hat{Z}_i$  při přepínání vstupů A a B omezit na cca 50 fF a 80 nS. Zbytkový efekt unikajícího proudu  $\hat{I}_N$  je pak dále matematicky korigován při zpracování signálu (viz. kapitola 3.3.2.7 Korekce Kelvinova obvodu).

Realizace samotných spínačů multiplexeru je řešena pomocí jazýčkových relé. První experimenty s multiplexery byly provedeny s klasickými mechanickými relé. Vzhledem k prakticky nulovým spínaným proudům sice nebyly pozorovány žádné

efekty opotřebení, ale je zjevné, že v dané aplikaci relé vykonají desítky milionů cyklů, takže klasická relé nejsou zcela vhodná. Dle diskuze s kolegy v zahraničních NMI je toto částečně řešeno pomocí elektronických spínačů s tranzistory FET, ale ty vykazují značné nelinearity, svodové kapacity a sériové impedance. Nejeví se tedy jako vhodné pro vyšší kmitočty, protože všechny uvedené parametry jsou značně napětově i teplotně závislé. Stabilita takového přepínače by tedy zjevně nebyla dostatečná. Bylo proto experimentálně vyvinuto konstrukčně snadné řešení založené na prostých jazýčkových kontaktech.



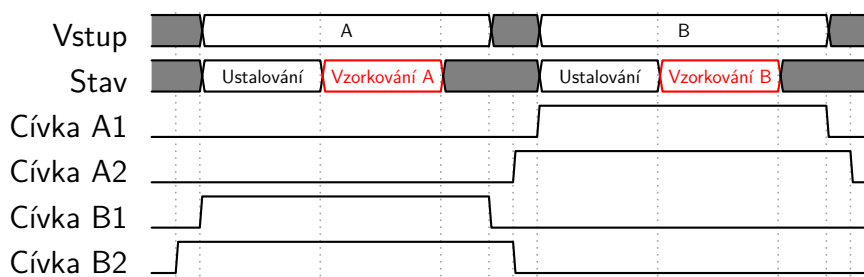
Obr. 3.47: Fotografie vstupního modulu hlavního kanálu multiplexeru.



Obr. 3.48: Vnitřní struktura hlavního kanálu multiplexeru. Tučné čáry znázorňují stínění. Zelená: koaxiální zem, Červená: excitační ekvipotenciál (guard 1), Modrá: hlavní ekvipotenciál (guard 2). Počty „1x“ až „3x“ označují počet paralelně zapojených relé.

Hlavní kanál multiplexeru je složen ze dvou identických modulů s jazýčkovými relé jejichž výstupy jsou spojeny paralelně jak je naznačeno na schématu na obr. 3.48. Fotografie jednoho modulu je uvedena na obr. 3.47. Modul je realizován na dvouvrstevném plošném spoji dlouhém cca 120 mm. Spínací a přepínací jazýčkové kontakty

jsou zapojeny dle schématu na obr. 3.48, přičemž kvůli redukci sériové impedance jsou některé kontakty v hlavní cestě signálu zapojeny až po třech kusech paralelně. První relé na vstupu nelze zdvojit, protože by při přepnutí mohlo dojít krátkodobě ke zkratu. Nelze totiž zaručit, že se všechny paralelní kontakty přepnou současně. Výstupní skupina relé je již zapojená trojnásobně. Ochranu před případným zkratem skrz tuto skupinu relé zajišťuje rozdělení ovládacích cívek na dvě poloviny a sekvencer, který přepíná vinutí se zpožděním cca 7 ms jak je ukázáno v diagramu na obr. 3.49. Přechod z jednoho kanálu na druhý včetně ustálení tedy trvá asi 30 ms, což je pro rychlá měření plně dostačující.



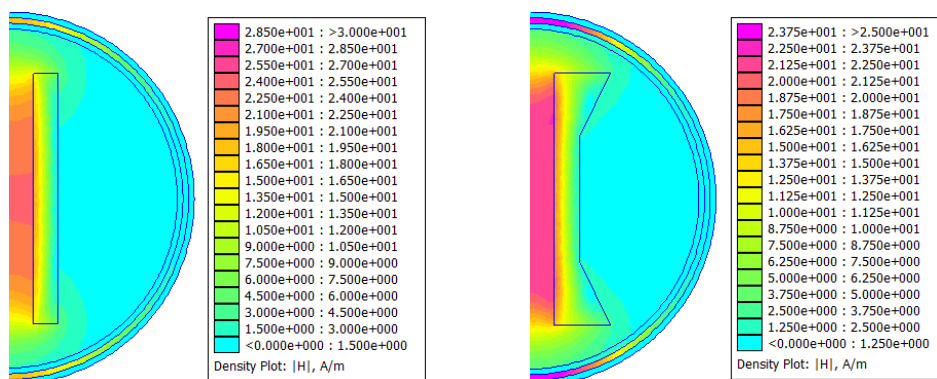
Obr. 3.49: Příklad časování ovládacích cívek multiplexeru při vzorkovací sekvenci vstupů: A-B.

Jednotlivé skupiny relé jsou obaleny celkem třemi stíněními z měděné fólie. Nad stíněními jsou navinuty dvě ovládací vinutí s cca 2000 závitů (vinutí jsou pod modrou páskou na obr. 3.47). Profil vinutí musel být upraven z prostého obdélníkového na tvar naznačený na obr. 3.50, protože intenzita pole na okrajích cívek byla nedostatečná a část relé nespínala spolehlivě. K simulaci byl využit nástroj FEMM využívající metodu konečných prvků.

Důležitou vlastností multiplexeru je rovněž odpojování signálové země, tj. v neaktivním stavu není zem vstupu spojena s výstupem multiplexeru. Zůstává pouze zbytková kapacita asi 20 pF. Toto řešení pomáhá redukovat zemní smyčky na nižších kmitočtech i bez použití masivních koaxiálních tlumivek.

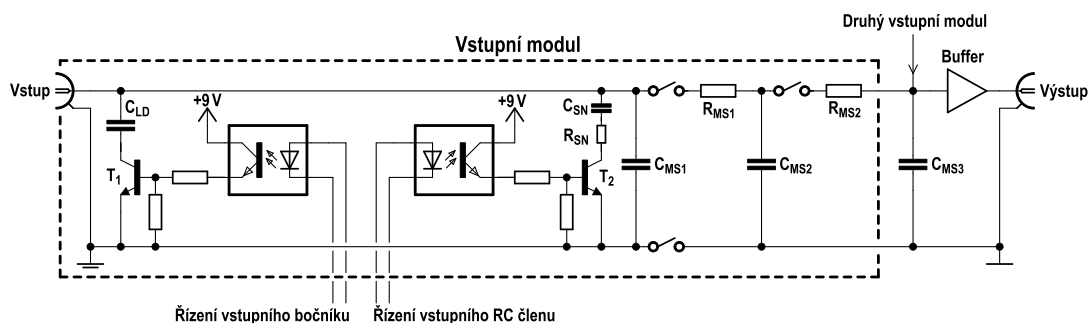
Konstantní vstupní impedance je zajištěna pomocí laditelné substituční impedance  $\hat{Z}_B$ , která je připojena na vstup kdykoliv je vstup neaktivní. Pro parametry multiplexeru je kritická minimalizace svodové kapacity po trase signálu. To je zajištěno technikou ekvipotenciálových stínění. Ta jsou rozdělena na tři sekce. Levá sekce je napájena trvale z bufferů s operačními zesilovači AD8065, které mají nízkou vstupní kapacitu. Ty jsou zapojeny na vstupu a jsou napájené z DC/DC měniče, protože vstup musí být plně plovoucí. Pravá sekce stínění je napájena trvale z výstupního bufferu a může na ní tudíž být napětí druhého vstupu multiplexeru. Proto byla mezi obě sekce vložena ještě třetí, která je napájena z výstupu a to pouze když je kanál aktivní. Jinak je uzemněná, což značně snížilo přeslech mezi vstupy A a B





Obr. 3.50: Simulace magnetického toku ovládacích cívek jazýčkových kontaktů v prostředí FEMM: Vlevo standardní vinutí s nedostatečnou intenzitou pole na okrajích; Vpravo modifikovaný tvar.

multiplexeru. Protože ekvipotenciálová stínění mají poměrně vysokou kapacitu (asi 100 pF), je nemožné je napájet s přijatelnou chybou jedním zesilovačem. Kapacitní zátěž vede k rezonančnímu překmitu na vyšších kmitočtech, což je nepřijatelný stav, protože vede k pozitivní zpětné vazbě přes kapacitu ekvipotenciál-vstup. To vede prakticky vždy k rozkmitání výstupního zesilovače. Proto jsou všechna ekvipotenciálová stínění dvoustupňová. Vnější stínění je pouze excitační a je buzené z bufferu s potlačeným překmitem za cenu určité chyby amplitudy a hlavně fáze. Vnitřní ekvipotenciál ale díky vnějšímu vykazuje zdánlivou kapacitu už jen asi 15 pF, takže je buzen s podstatně menší chybou ze samostatného bufferu.

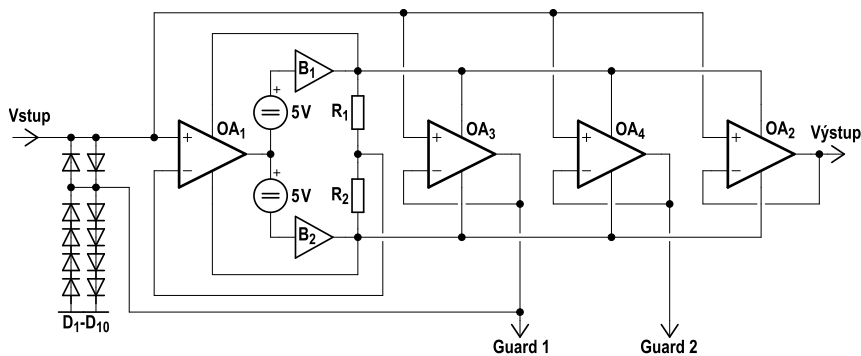


Obr. 3.51: Zjednodušený ekvivalentní impedanční model hlavního kanálu multiplexeru.

Náhradní schéma vstupu multiplexeru je zobrazeno na obr. 3.51. Celkový sériový odpor signálové cesty je díky paralelním relé cca 1  $\Omega$  a celková distribuovaná kapacita po cestě jazýčkových kontaktů včetně bufferu je cca 8 pF. Díky tomu je amplitudová a především fázová chyba velmi malá (pod 50  $\mu$ rad/MHz). Případné opotřebení kontaktů relé a nárůst odporu jejich kontaktů tak vede jen k malým změnám fáze



hluboko pod nejistotou měření. Vzhledem k použitým ekvipotenciálovým stíněním a topologii bufferu má celý vstup tendenci oscilovat, což je dáno značnou kapacitou mezi signálovou cestou a ekvipotenciálem. Díky patřičnému ztlumení ekvipotenciálových bufferů je sice multiplexer stabilní bez připojených vstupních kabelů, ale pokud je k němu připojen delší koaxiální kabel, pak má tendenci oscilovat. Tomu lze předejít prakticky jen zapojením tlumících RC členů na vstup. Experimentálně byla nalezena minimální dostatečná kombinace  $C_{SN} = 68 \text{ pF}$  a  $R_{SN} = 50 \Omega$ . Ta sice výrazně zvyšuje kapacitní zátěž vstupu, ale je umístěna před multiplexerem, takže relé nejsou zatížena a kapacita tak spolu se zvoleným vstupním kabelem způsobuje snadno měřitelný posuv fáze a chybu amplitudy, která je korigována (viz sekce korekce). V rámci experimentů byl tento RC člen umístěn také do ramen Wagnerova transformátoru, kde již nemá efekt na měření, ale stále dokáže zamezit případným oscilacím. Proto je RC člen  $R_{SN}$ ,  $C_{SN}$  na vstupech multiplexeru odpojitelný tranzistorovým spínačem  $T_2$ . Na vstupu je dále spínatelná přídavná kapacita  $C_{LD} = 100 \text{ pF}$  spínaná tranzistorem  $T_1$ . Ta slouží k automatickému vyhodnocení vlivu vstupní impedance multiplexeru na měřenou impedanci, resp. měřený poměr napětí. Její význam je popsán v kapitole 3.3.2 o korekcích.

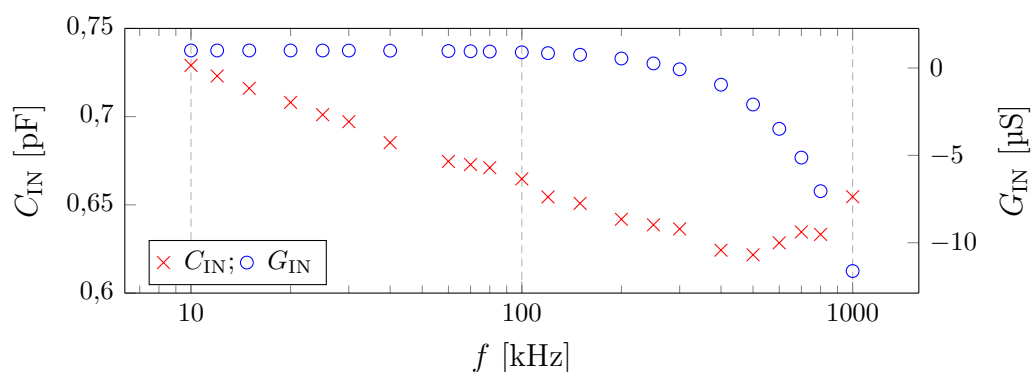


Obr. 3.52: Principiální schéma výstupního bufferu multiplexeru.

Výstupní buffer je nutný k impedančnímu oddělení výstupu multiplexeru od vstupu vzorkovací karty, jinak by nebylo možné dosáhnout požadovanou vysokou vstupní impedanci. Buffer je založen na tzv. „bootstrapping“ technice, jejíž princip je naznačen na schématu na obr. 3.52. Detailnější popis toho bufferu vyvinutého pro konkrétní aplikaci byl publikován v [40]. Principem je, že první operační zesilovač  $OA_1$  generuje pomocí bufferů  $B_1$  a  $B_2$  napájecí napětí pro další stupeň  $OA_2$ . Ten tak pouze koriguje chybu mezi svým napájením („common mode“ napětí) a kladným vstupem. Toto řešení má dva hlavní efekty: i) Redukuje amplitudové a především fázové chyby bufferu; ii) Redukuje zdánlivou vstupní kapacitu, protože rozdílové vstupní napětí  $OA_2$  je blízké nule. Dále se také značně zvyšuje stabilita především fáze, která je u bufferu s jedním stupněm velmi závislá např. na teplotě. Použitá

topologie navíc zavádí plovoucí napájení i zpět do prvního stupně  $OA_1$ , čímž dochází jednak k další redukci zdánlivé vstupní kapacity a dále ke zvýšení přesnosti generování plovoucího napájení. Buffer dále obsahuje pomocné zesilovače  $OA_3$  a  $OA_4$ , které jsou použity pro generování ekvipotenciálů pro stínění multiplexeru a vedení na plošném spoji. Důležitou součástí je také vstupní ochrana. Ta je realizována skupinou běžných křemíkových diod 1N4148, které mají nízkou kapacitu. Diody jsou navíc napájeny ekvipotenciálem, takže zdánlivá vstupní kapacita jsou desítky femtofaradů.

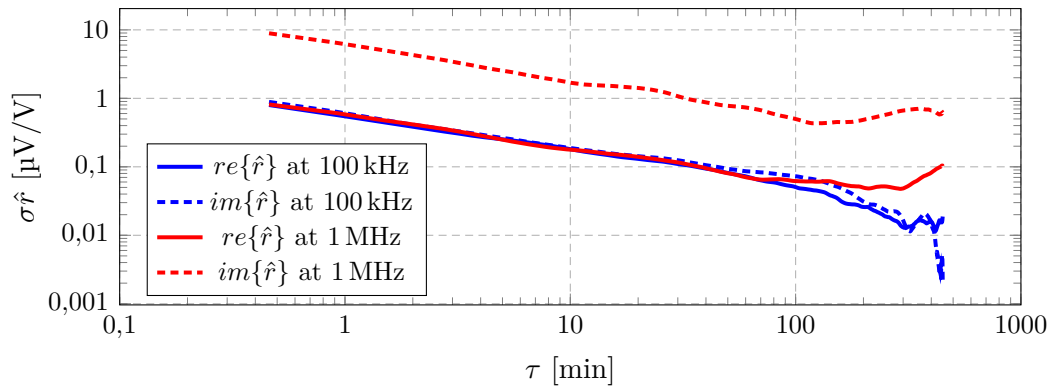
Celý plošný spoj bufferu je realizován na čtyřvrstvé desce, přičemž je důkladně stíněn ekvipotenciály v pomocných vrstvách aby se dále redukovala kapacita a ztrátová vodivost. Díky tomu má buffer vstupní kapacitu pod 1 pF a nezatěžuje tak zbytečně multiplexer. Větším problémem než kapacita je však činná složka vstupní impedance. Vzhledem ke konečné rychlosti zpětných vazeb má vždy plovoucí napájení i ekvipotenciály nenulový fázový posuv. Tím se část diferenciální vstupní kapacity operačních zesilovačů a kapacity mezi vstupem a ekvipotenciálem transformuje na negativní paralelní odpor, takže ideální vstupní odpor  $1\text{ M}\Omega$  s kmitočtem klesá. Změřená vstupní impedance bufferu je zobrazena v grafu na obr. 3.53.



Obr. 3.53: Vstupní impedance bufferu vyjádřená v paralelním náhradním zapojení  $C_P - G_P$ .

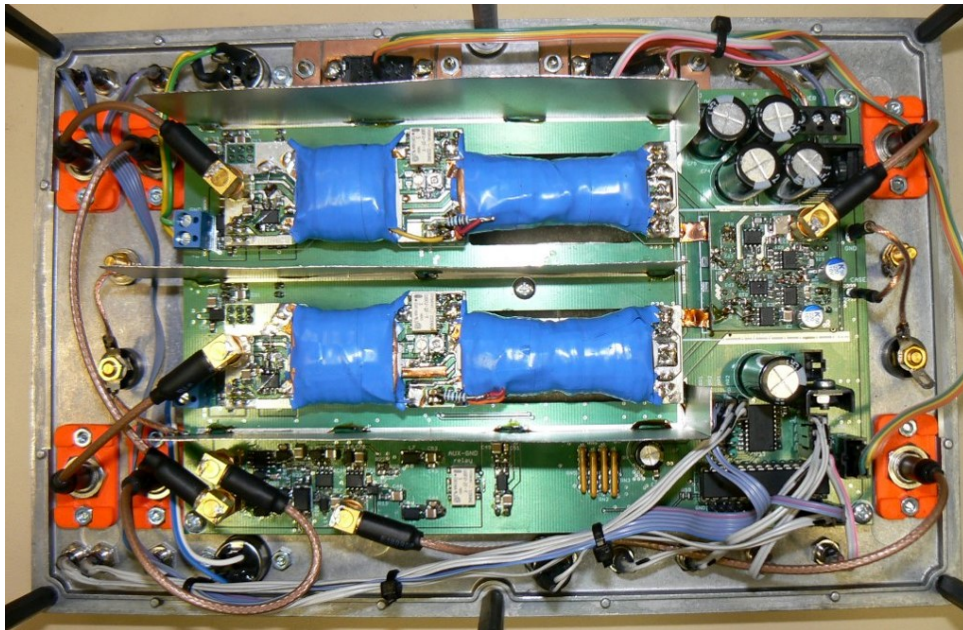
Stabilita přenosu multiplexeru byla testována spojením jeho vstupů a měřením komplexního mezivstupového přenosu. Záznam byl zpracován pomocí Allanovy variace. Výsledek je zobrazen v grafech na obr. 3.54. Minimum se nachází přibližně v čase  $\tau \approx 3$  hodiny, což je pro běžná měření plně dostačující. Praktická zkušenost ukazuje, že během měsíce, ať už je multiplexer používán nebo ne, dochází ke náhodné změně reálné složky o řádově jednotky  $\mu V/V$  a na úhlu maximálně o desítky mikroradiánů na 1 MHz. To jsou pro účely tohoto můstku zanedbatelné hodnoty. Další charakterizace multiplexeru je rozvedena v kapitole o korekcích 3.3.2.

Pomocný kanál multiplexeru je podstatně méně náročný, protože jeho jediným účelem je vyvažování můstku a měření zbytkových napětí typicky v řádu desítek



Obr. 3.54: Analýza stability mezikanálového přenosu hlavního kanálu multiplexeru pomocí Allanovy variace. Reálná a imaginární složka mezikanálového přenosu  $\hat{r}$  byla měřena pro dvě frekvence.

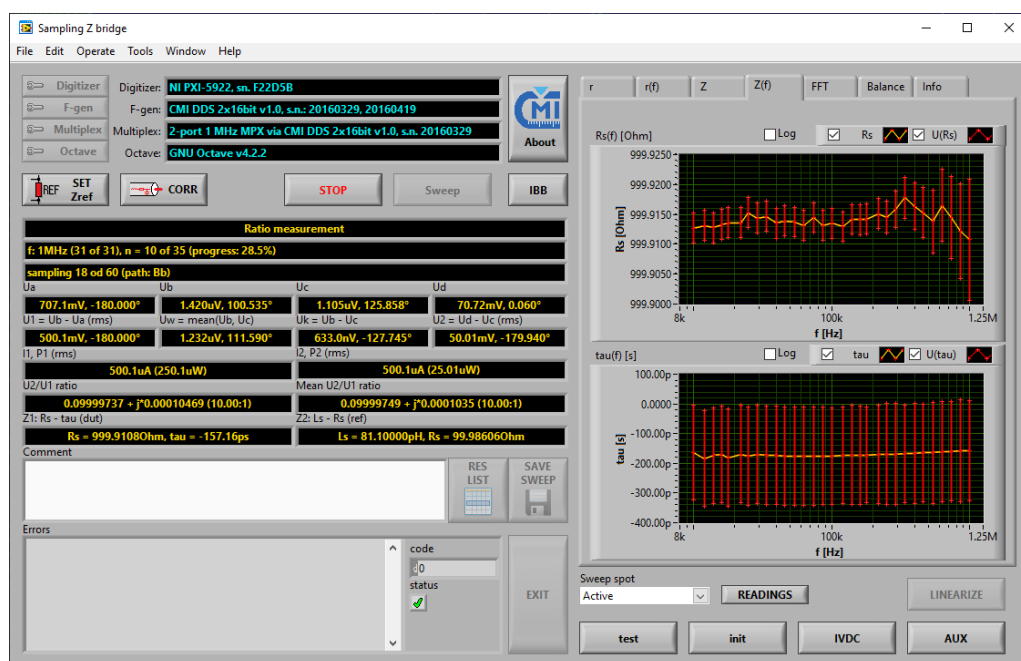
mikrovoltů na svorkách  $L_{POT}$  etalonů. Zde tedy není nijak kritický přeslech mezi jeho vstupy ani stabilita, takže bylo zvoleno jednoduché řešení s analogovým spínačem s FET tranzistory DG642. Jak vstup, tak i výstup tohoto obvodu byl doplněn o oddělovací buffery s operačními zesilovači LT1128, takže vstupní impedance je konstantní bez ohledu na vybranou cestu multiplexeru.



Obr. 3.55: Fotografie multiplexeru.

### 3.3 Řídící software můstku

Pro účely ovládání vyvíjených digitálních vzorkovacích můstků bylo nutné vytvořit univerzální řídicí SW. Tento SW musí jednak řídit všechny HW komponenty můstku, provádět zpracování navzorkovaných průběhů napětí, realizovat stavový automat, který řídí vzorkovací měřicí sekvence a proces vyvažování a konečně provádět korekce chyb můstku. Na pracovišti řešitele (ČMI Brno) je pro účely automatických měřicích SW obvykle používáno prostředí LabVIEW firmy National Instruments. Toto prostředí je velmi efektivní pro tvorbu jednodušších měřicích aplikací. Jakmile je však třeba realizovat složitější algoritmy, které nejsou dostupné od NI ani třetích stran, případně realizovat složité stavové automaty s velkým počtem proměnných, větvení a vnořených smyček, stává se kód v prostředí LabVIEW velmi obtížně čitelný a jeho modifikace velmi pomalá. Zřejmě i z toho důvodu National Instruments mj. nabízí možnost vykonávání populárního m-kódu prostředí Matlab v LabVIEW, případně i jeho přímé vykonávání v externí aplikaci Matlab. Touto cestou lze pohodlně realizovat složitější algoritmy.



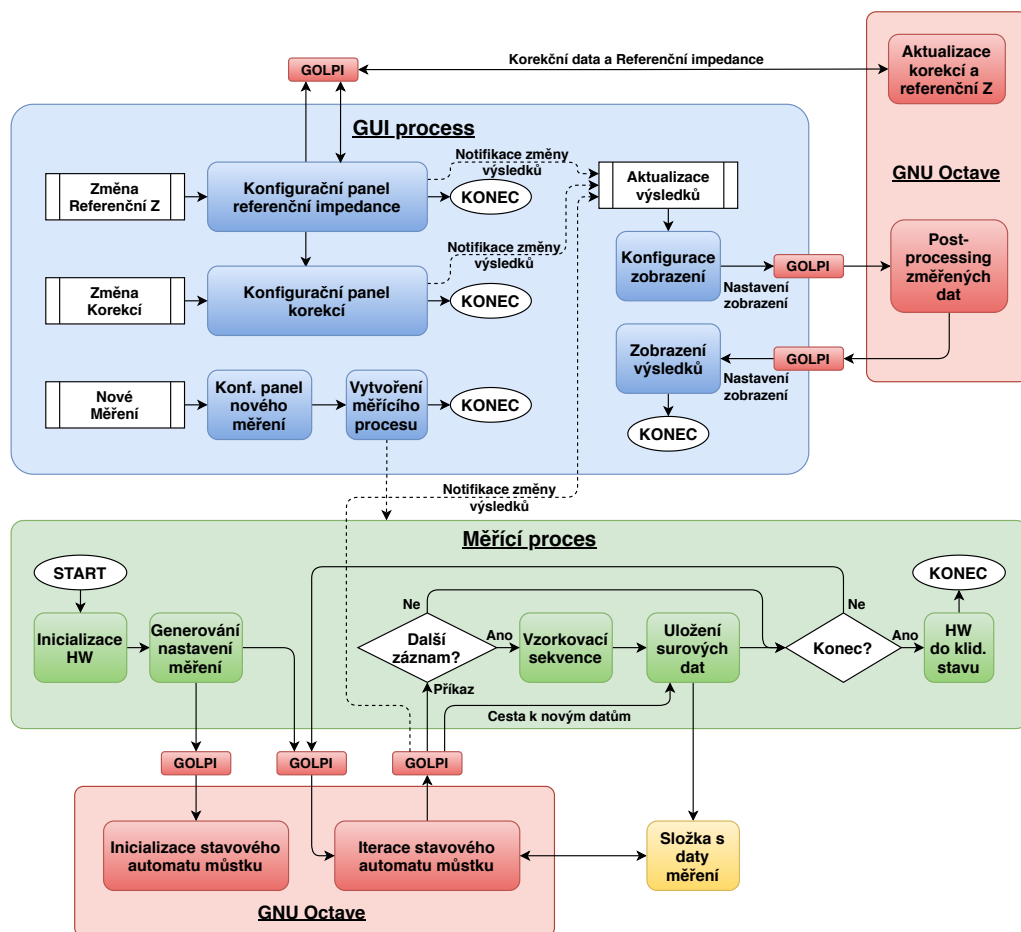
Obr. 3.56: Řídící SW vzorkovacího můstku.

Na oddělení el. veličin ČMI Brno byla vyvinuta alternativa pro propojení LabVIEW s prostředím GNU Octave, což je open source alternativa prostředí Matlab. Vyvinuté rozhraní nazvané GOLPI (GNU Octave to LabVIEW Pipe Interface [41]), umožňuje runtime výměnu proměnných a volání příkazů s odezvou okolo 10 až 20 ms.

Lze tedy snadno realizovat i interaktivní aplikace spojující prostředí LabVIEW a GNU Octave s odezvou okolo 100 ms, což je plně dostačující i pro uživatelské rozhraní.

Díky rozhraní GOLPI bylo tedy možné řídicí SW můstku rozdělit na dvě části. Samotné řízení HW a grafické rozhraní je realizováno v prostředí LabVIEW, které se k tomuto účelu hodí, zatímco veškeré zpracování dat i stavový automat realizující sekvenci měření je realizován v GNU Octave formou m-funkcí. Zjednodušené blokové schéma SW můstku je ukázáno na obr. 3.57. Realizace SW není hlavním předmětem práce, takže bude popsána jen v hrubých rysech nutných pro další popis funkce můstku. Aplikace je tvořena dvěma procesy. V hlavním procesu „GUI“ lze zahájit nové měření. Tím je spuštěn samostatně běžící měřicí proces „Measurement Process“. Ten de facto jen periodicky volá funkci stavového automatu realizovanou v prostředí GNU Octave. Tato funkce vždy vytvoří měřicí sekvenci multiplexeru a nastavení generátorů a digitizérů. Měřicí proces v LabVIEW následně sekvenci měření vykoná, uloží navzorkované průběhy napětí a opět volá funkci stavového automatu pro zpracování právě navzorkovaných dat a pro získání případné další sekvence. Vždy když jsou k dispozici nová změřená data, je uživatelskému rozhraní „GUI“ signalizována nutnost obnovit zobrazení výsledků. Funkce v GNU Octave jsou rozděleny tak, že iterační funkce stavového automatu provádí jen základní zpracování časových signálů na vektory napětí v jednotlivých stavech multiplexeru, zatímco veškeré korekce a výpočet vlastní impedance je proveden až v reálném čase při zobrazení. Díky tomu lze i za chodu měření měnit veškeré korekce a sledovat změny v reálném čase. Navíc jsou předzpracovaná data archivována, takže se lze kdykoliv vrátit ke starým měřením a např. je přepočítat s novými korekcemi, či změnou algoritmu zpracování.

Oddělení řízení HW od zpracování dat a stavového automatu můstku nabízí jednu zásadní výhodu. LabVIEW část řídicí HW lze kompletně nahradit obvodovým simulátorem můstku a lze tak: i) Validovat všechny funkce a korekce můstku, ii) Provádět jejich ladění bez nutnosti práce s reálným HW, iii) Provádět citlivostní analýzu změn v HW můstku, iv) Provést numerický výpočet nejistot měření. Tato unikátní vlastnost byla v této práci široce využita (viz kapitola 3.4). Bez možnosti simulace by bylo ladění především korekcí, které budou popsány v následujících kapitolách, velmi zdlouhavým a téměř nerealizovatelným úkolem.



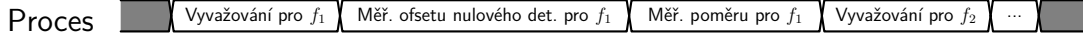
Obr. 3.57: Princip funkce řídicího SW impedančního můstku.

### 3.3.1 Zpracování signálu

Samotný měřicí proces můstku sestává z několika úrovní zpracování signálu. Od nejvyšší po nejnižší úroveň to je:

- **Měřicí proces:** Dílčí část měření prováděná pro každý kmitočet. Např.: vyvažování, měření zatěžovacího efektu svorek etalonů, měření poměru, atd.
- **Měřicí sekvence:** Sekvence měření průběhů napětí v jednotlivých polohách multiplexeru a případně sekvence nastavování napětí generátorů DDS během sekvence.
- **Zpracování signálu:** Vlastní zpracování průběhů napětí z digitizéru na vektory napětí.

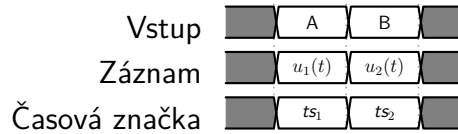
Typický měřicí proces je naznačen na obr. 3.58. Jednotlivé procesy, jejich sekvence a vlastní zpracování signálu je rozebráno v následujících kapitolách.



Obr. 3.58: Typická sekvence měřicích procesů pro měření poměru napětí můstkem.

### 3.3.1.1 Zpracování signálu

Každá měřicí sekvence můstku produkuje  $M$  digitalizovaných průběhů napětí  $u_m(t)$  z měření v jednotlivých polohách multiplexeru a kanálů digitizéru, kde  $t$  je diskrétní časový vektor a  $m$  index průběhu. Současně s časovými průběhy napětí  $u_m(t)$  jsou digitizérem vráceny časové značky  $ts_m$  udávající relativní čas prvního vzorku záznamu  $u_m(t)$  od resetu digitizéru. Příklad měřicí sekvence je ukázán na obr. 3.59.



Obr. 3.59: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B.

Prvním stupněm zpracování signálu je extrakce vektorů napětí  $\hat{U}_m$  ze zaznamenaných průběhů napětí  $u_m(t)$ . Realizovaný můstek využívá vzájemně synchronizovaný syntezátor DDS a digitizér. Díky tomu lze relativně snadno dosáhnout koherentního vzorkování. Tj. pro každý žádaný kmitočet a požadovanou délku záznamu je hledána taková kombinace kmitočtu signálu a počtu vzorků záznamu, aby byla splněna podmínka koherentního vzorkování:

$$\frac{N}{f_s} = \frac{N_{\text{per}}}{f_0}, \quad (3.23)$$

kde  $N$  je počet zaznamenaných vzorků z digitizéru (velikost okna),  $f_s$  je vzorkovací kmitočet digitizéru,  $N_{\text{per}}$  je celočíselný počet period měřicího signálu o kmitočtu  $f_0$ . Možné vzorkovací kmitočty  $f_s$  digitizéru PXI 5922 jsou značně omezené podle vzorce:

$$\frac{1}{f_s} = \frac{60 \cdot 10^6}{D_{5922}}, \quad (3.24)$$

kde  $D_{5922} = 4, 5, \dots, 1200$ . Na druhou stranu vyvinutý DDS syntezátor má kmitočtové rozlišení cca  $\varepsilon_{\text{dds}} \approx 5,42 \text{ pHz}$ . Nejdelší sekvence multiplexeru na 1 MHz dosahuje maximálně asi 100 sekund, takže chyba kmitočtu  $\varepsilon_{\text{dds}}$  způsobí pro 100 s záznam na 1 MHz chybu fáze maximálně:

$$100 \cdot \varepsilon_{\text{dds}} \cdot 2\pi \approx 3,41 \text{ nrad}. \quad (3.25)$$

To lze pro účely můstku považovat za zanedbatelnou chybu a rozlišení DDS lze tedy považovat za neomezené. Tím se jinak poměrně složité a časově náročné hledání

vzájemného nastavení DDS a digitizéru pro koherentní vzorkování zjednodušuje na vztah:

$$f_0 = \text{nint} \left( \frac{N \cdot f'_0}{f_s} \right) \cdot \frac{f_s}{N}, \quad (3.26)$$

kde  $f'_0$  je žádaný měřicí kmitočet,  $f_0$  vypočtený kmitočet a  $\text{nint}()$  zaokrouhlení na nejbližší celé číslo. Vzorkovací kmitočet  $f_s$  digitizéru je volen v několika diskrétních krocích, protože, jak bude ukázáno v kapitole 3.3.2.3 (kalibrace linearity), vzorkovací kmitočet částečně ovlivňuje linearitu digitizéru. Je volen tak, aby bylo s rezervou splněno Nyquistovo kritérium. Konkrétně minimálně  $f_s/f_0 > 3$ .

Při splnění podmínky koherentního vzorkování je v dané aplikaci nejvhodnější použít k extrakci harmonických složek obyčejnou Fourierovu transformaci s obdélníkovým oknem. Jiné okenní funkce pouze zvyšují šum extrahované složky spektra. Jedinou výjimkou je měření v blízkosti rušivých složek, jako je např. 50 Hz složka ze sítě a její liché násobky, kde může např. Hannovo okno pomoci zredukovat vliv blízké harmonické za cenu zvýšení šumu o 50 %. Z každého komplexního spektra  $\hat{U}_m(f)$  získaného Fourierovou transformací je extrahována fundamentální složka měřicího signálu  $\hat{U}_m = \hat{U}_m(f_0)$ .

Dalším krokem zpracování signálu je korekce časového posuvu mezi měřeními v jednotlivých polohách multiplexeru. K tomu účelu slouží časové značky digitizéru  $ts_m$ . Každý extrahovaný vektor napětí  $\hat{U}_m$  je korigován podle vztahu:

$$\hat{U}_m = \hat{U}_m \cdot e^{-j \cdot ts_m \cdot 2\pi}. \quad (3.27)$$

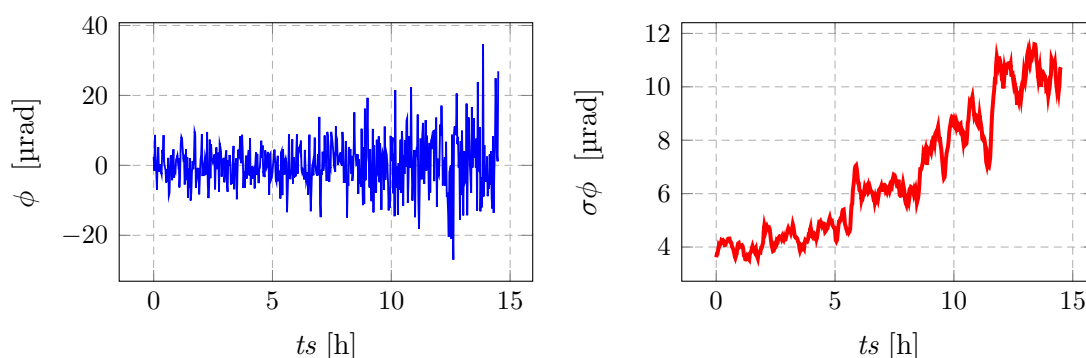
Po této korekci se fáze všech měření ve všech polohách multiplexeru jeví jako by byly vzorkovány současně. Zde byl však identifikován zásadní problém s ovladači vzorkovací karty PXI 5922. Karta samotná sice dle manuálu interně realizuje časové značky jako 64bitový čítač interních hodinových cyklů referenčního oscilátoru, takže má v rámci časové základny karty absolutní přesnost. Ovladač ale předává časovou značku jen jako proměnnou typu „double real“ dle IEEE 745. Tj. rozlišení mantisy je pouze 52 bitů. To se sice na první pohled jeví jako dostatečné, ale bylo třeba zohlednit, že časové značky se počítají od resetu digitizéru, a není neobvyklé měřit desítky minut a u linearizačních měření i několik hodin. Např. pro čas měření jedna hodina je absolutní časové rozlišení značek  $ts_{\text{resl}} = \frac{3600}{2^{52}} \approx 0,8 \text{ ps}$ . To pro kmitočet 1 MHz odpovídá fázovému rozlišení  $ts_{\text{resl}} \cdot 2\pi \approx 5 \mu\text{rad}$ . Šum způsobený tímto rozlišením dále lineárně roste s časem měření a stává se dominantní složkou fázového šumu poměru měřeného můstku. Příklad tohoto jevu je ukázán na obr. 3.60, kde bylo realizováno souvislé měření nulového poměru můstku se spojenými vstupy A a B. Dle diskuze s technickou podporou National Instruments není jiná cesta, jak dostat časovou značku přímo v celočíselném formátu a není praktické provádět reset digitizéru každých několik minut, protože dochází k opotřebení vstupních relé. Byla



však nalezena jednoduchá metoda korekce těchto chyb. Všechny časové značky jsou korigovány vztahem:

$$ts_m = \frac{\text{nint}(ts_m \cdot f_s) - \text{nint}(\min(ts_m) \cdot f_s)}{f_s}, \quad (3.28)$$

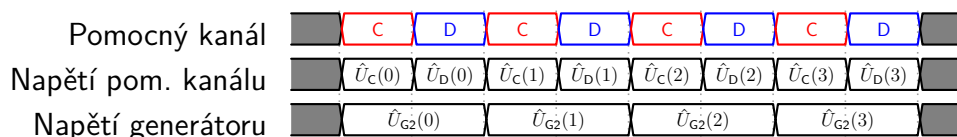
tj. jsou zaokrouhleny na násobky známé vzorkovací periody a je od nich odečtena nejnižší (první) časová značka měřicí sekvence. Touto cestou se absolutní hodnota značek sníží a rozlišení obnoví a při nepřekročení několika stovek sekund v jedné měřicí sekvenci již nepředstavují zásadní problém.



Obr. 3.60: Fázový šum (vlevo) a jeho směrodatná odchylka (vpravo) v závislosti na absolutní hodnotě nekorigované časové značky z digitizéru PXI 5922.

### 3.3.1.2 Proces vyvažování můstku

Základním procesem pro běžná měření můstkem je jeho vyvažování. Cílem je minimalizovat napětí na  $L_{POT}$  svorkách etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  na nulu. Pro digitální můstek vyvíjený v této práci byla vyvinuta metoda měření, která vyžaduje vyvažovat zbytková napětí na  $L_{POT}$  svorkách pouze do řádu desítek mikrovoltů, což zjednodušilo jak potřebné DDS syntezátory, tak i vyvažování. Není potřeba složitě navyšovat rozlišení DDS generátorů např. pomocí sčítání dvou generátorů (jemné a hrubé vyvážení).



Obr. 3.61: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro vyvažování můstku.

Z principiálního zapojení můstku na obr. 3.25 je zjevné, že vztah mezi napětími DDS generátorů a potenciály svorek  $L_{POT}$  je dán přenosem DDS generátorů, zesilovačů a transformátorů. Ten je značně kmitočtově i napěťově (proudově) závislý, takže

nepřipadá v úvahu jeho kalibrace před vlastním měřením. Proto byla pro vyvažování zvolena prostá Newtonova metoda, kdy se v každém kroku vyvažování měří neznámý přenos vyvažovacího obvodu (kalibrační vektor), tj. přenos z patřičného kanálu DDS generátoru na vyvažované napětí. Vzhledem k zapojení můstku není praktické volit jako minimalizovaná napětí přímo potenciály svorek  $L_{POT}$ . Místo toho je praktické definovat jejich substituce, které jsou maximálně závislé vždy na napětí jednoho generátoru a minimálně na druhém. Konkrétně bylo definováno Wagnerovo napětí  $\hat{U}_W$  a Kelvinovo napětí  $\hat{U}_K$ :

$$\hat{U}_W = 0,5 (\hat{U}_C + \hat{U}_D), \quad (3.29)$$

$$\hat{U}_K = \hat{U}_D - \hat{U}_C, \quad (3.30)$$

kde  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  jsou vektory napětí změřené na pomocném kanálu multiplexeru ( $L_{POT}$  svorky etalonů). Díky zapojení můstku je Wagnerovo napětí  $\hat{U}_W$  závislé převážně na napětí  $\hat{U}_{G2}$  generátoru  $G_2$  a Kelvinovo napětí je závislé převážně na napětí  $\hat{U}_{G3}$  generátoru  $G_3$ . Vyvažování obou obvodů probíhá identicky, takže bude dále popsán jen Wagnerův obvod. Identický proces je rovněž aplikován na případné pomocné vyvažování podle obr. 3.28.

Měřicí sekvence pro účely vyvažování Wagnerova obvodu je naznačena v grafu na obr. 3.61. Sekvence sestává z postupného nastavování DDS generátorů a měření odpovídajících napětí  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  na  $L_{POT}$  svorkách etalonů. Pro každou iteraci  $i$  vyvažovací sekvence se postupně nastavují celkem  $k = 4$  napětí generátoru  $\hat{U}_{G2}(i, k)$ . Ze zaznamenaných napětí je vypočteno Wagnerovo napětí:

$$\hat{U}_W(i, k) = 0,5 (\hat{U}_C(i, k) + \hat{U}_D(i, k)). \quad (3.31)$$

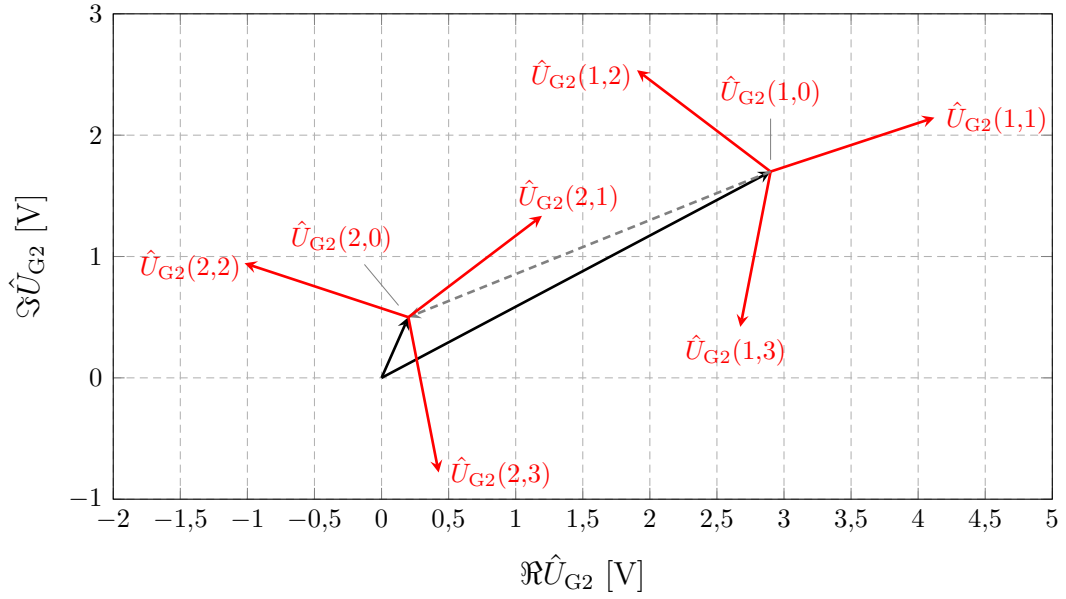
První napětí  $\hat{U}_W(i, 0)$  odpovídající aktuálnímu vyvažovacímu napětí  $\hat{U}_{G2}(i, 0)$  je aktuální rozvážení můstku, které je třeba minimalizovat. Zbývá tři (nebo i více) napětí generátoru  $\hat{U}_{G2}(i, k = \{1, 2, 3\})$  jsou postupně nastavována symetricky okolo  $\hat{U}_{G2}(i, 0)$  v uživatelem zadané vzdálenosti (zpravidla postačí 1 mV) jak je ukázáno na obr. 3.62. Z napětí generátoru a Wagnerových napětí je vypočten kalibrační vektor:

$$\hat{c}_W = \frac{1}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 \frac{\hat{U}_{G2}(i, k) - \hat{U}_{G2}(i, 0)}{\hat{U}_W(i, k) - \hat{U}_W(i, 0)}. \quad (3.32)$$

Kalibrační vektor by sice bylo možné získat z jediného páru napětí, ale vzhledem k nelinearitám se osvědčilo provádět alespoň tři měření. Kalibrační vektor je dále využit k výpočtu napětí generátoru pro další iteraci:

$$\hat{U}_{G2}(i + 1) = \hat{U}_{G2}(i) - \hat{U}_W(i, 0) \cdot \hat{c}_W. \quad (3.33)$$

Proces vyvažování je ukončen jakmile klesne zbytkové napětí  $\hat{U}_W(i, 0)$  pod cca 30  $\mu V$  nebo je změna napětí generátoru na úrovni napětového rozlišení DDS generátoru. Poslední kalibrační vektor  $\hat{c}_W$  je uložen a používán pro kontinuální dovažování můstku s každým odečtem poměru napětí.



Obr. 3.62: Příklad uspořádání kalibračních vektorů Newtonovy metody pro vyvažování můstku.

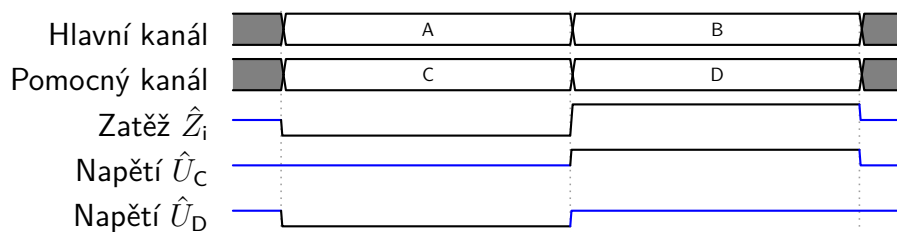
### 3.3.1.3 Proces měření offsetu nulového detektoru

Vzhledem k nedokonalé symetrii vstupních impedancí na kanálech A a B multiplexeru, dochází při přepínání vstupů A a B ke změně zátěže  $\hat{Z}_i$  Wagnerova zdroje (viz. kapitola 3.2.6). To vede ke změně napětí na vstupech C a D multiplexeru kdykoliv je přepnut vstup A/B. Vzhledem k tomu, že všechny měřicí sekvence (včetně vyvažování můstku) měří vždy kombinaci vstupů A+C (etalon  $Z_1$ ) nebo B+D (etalon  $Z_2$ ), je ve vyváženém stavu vždy na  $L_{POT}$  svorce právě měřeného etalonu nulové napětí, zatímco na svorce druhého etalonu je nenulové napětí. Z pohledu vyvažovacího algoritmu se tedy jeví můstek jako vyvážený, ale ve skutečnosti je vždy na  $L_{POT}$  svorce jednoho z etalonů napěťový offset  $\hat{U}_N$  (resp.  $-\hat{U}_N$ ). Tento jev bude v dalším textu označován jako offset nulového detektoru. Grafické znázornění problému je naznačeno v grafu na obr. 3.63. Offset  $\hat{U}_N$  napětí sice představuje maximálně jednotky mikrovoltů, ale vzhledem k celkové kapacitní zátěži srovnávacího spoje etalonů v řádu až stovek pikofaradů to při měření vyšších impedancí představuje nezanedbatelné chyby.

Multiplexer umožňuje řídit samostatně hlavní a pomocný kanál, takže lze realizovat sekvenci podle obr. 3.64. Pomocný kanál je nastaven trvale na vstup C (případně D) a hlavní kanál je přepínán mezi A a B. Rozdíl napětí měřeného na pomocném kanálu C v polohách hlavního kanálu A a B je přímo hledaný offset  $\hat{U}_N$  nulového detektoru:

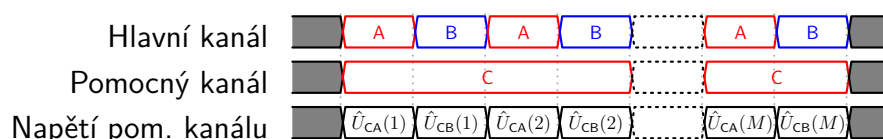
$$\hat{U}_N = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\hat{U}_{CB}(m) - \hat{U}_{CA}(m)), \quad (3.34)$$

kde  $m$  je index opakovaného měření. Tento offset je využit v korekci chyb Kelvinova



Obr. 3.63: Fluktuace napětí na vstupech multiplexeru C a D při přepínání hlavního vstupu A a B díky změně zatěžovací impedance Wagnerova obvodu.

obvodu v kapitole 3.3.2.7.

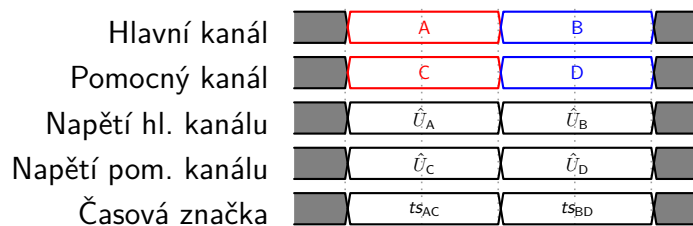


Obr. 3.64: Měřicí sekvence multiplexeru pro měření offsetu nulového detektoru.

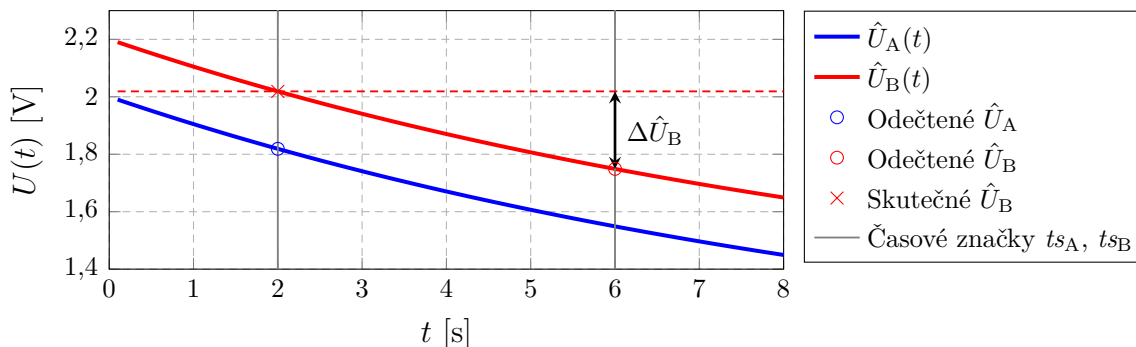
### 3.3.1.4 Proces měření poměru napětí

Hlavní funkcí můstku je měření poměru napětí na etalonech impedance. Základní měřicí sekvence pro měření poměru napětí je zobrazena na obr. 3.65. Pro dosažení nízké směrodatné odchylky měření je nutné volit delší čas záznamů na jednotlivých vstupech multiplexeru. Konkrétně na jeden odečet je vhodné mít čas měření alespoň několik sekund. Problémem je, že tento čas není praktické prodlužovat nad desítky, či maximálně stovky milisekund, jinak se nepříznivě projevuje drift měřených napětí jak je ukázáno v příkladu na obr. 3.66. Vzhledem k použití časového multiplexu nelze vzorkovat napětí na vstupech A a B multiplexeru současně. Než je multiplexer přepnut ze vstupu A do vstupu B, změní se obě napětí na jeho vstupech. Tím vzniká nevyhnutelný offset  $\Delta \hat{U}_B$  v odečtu druhého napětí  $\hat{U}_B$ , který je úměrný zpoždění mezi měřeními na vstupu A a B. Prostým opakováním měření a průměrováním odečtů se tento jev nijak nesnižuje. Proto bylo experimentálně vyvinuto několik postupů, které tento jev potlačují.

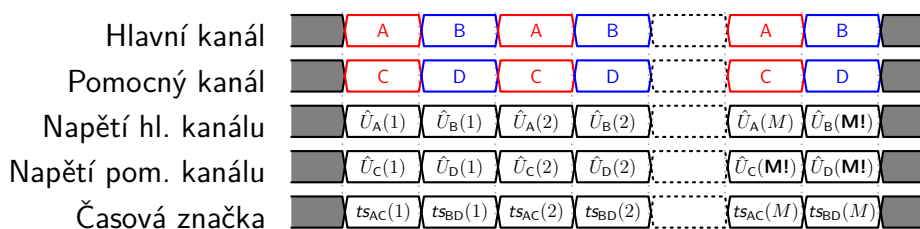
Předně namísto jednoho dlouhého záznamu na vstupu A a druhého na vstupu B je každý odečet poměru rozdělen na  $M$  dílčích odečtů s kratším měřicím časem, jak je ukázáno na obr. 3.67. Pro každý odečet poměru napětí mezi vstupy A a B je tedy získáno  $M$  dílčích vektorů napětí  $\hat{U}_A(m)$  a  $\hat{U}_B(m)$ . V nejjednodušším případě jsou dílčí odečty  $\hat{U}_A(m)$ , resp.  $\hat{U}_B(m)$  zprůměrovány, čímž se dosáhne snížení šumu měření obdobně jako prodloužením jednoho odečtu, ale zároveň dojde ke snížení vlivu driftu. Navíc jsou mezi jednotlivé přepínání multiplexeru vkládána pseudonáhodná zpoždění



Obr. 3.65: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s jedním dlouhým záznamem na každý vstup.



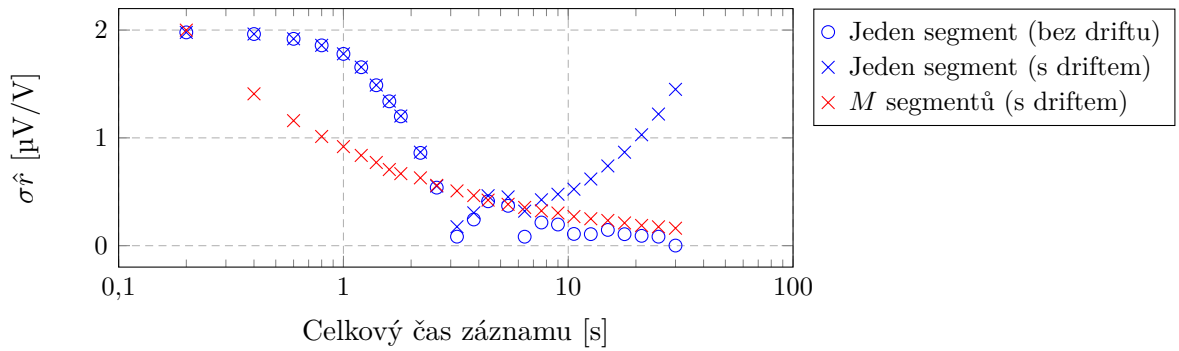
Obr. 3.66: Příklad měření napětí  $\hat{U}_A$  a  $\hat{U}_B$  na kanálech A a B při driftu obou napětí v režimu časového multiplexu.



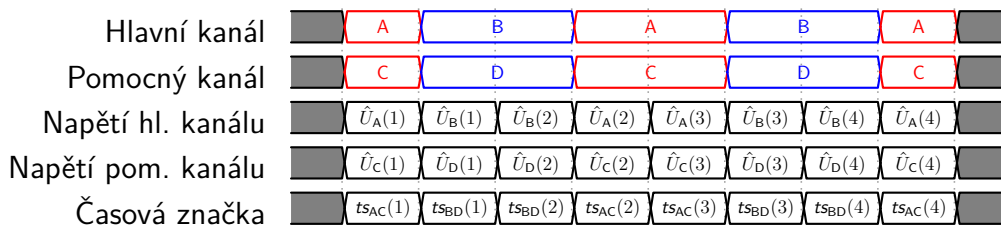
Obr. 3.67: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s rozdělením záznamu na  $M$  dílčích odečtů.

cca nula až 10 ms. Díky synchronizaci časovými značkami nemají tyto zpoždění vliv na koherentní složky signálu, ale průměrováním  $M$  dílčích odečtů se potlačují všechny nekoherentní složky přibližně s odmocninou počtu dílčích odečtů  $\sqrt{M}$ . Tento jev je citelný zejména pokud se v blízkosti měřené složky napětí vyskytuje jiná rušivá složka, jako např. 50 Hz ze sítě. Simulované měření v grafu na obr. 3.68 ukazuje příklad, kdy zvolená metoda s dílčími krátkými odečty poskytuje rychlejší potlačení sousední harmonické složky než stejně dlouhý souvislý záznam.

Toto řešení však není vždy ideální, protože vliv driftu jen snižuje. Proto bylo v rámci vývoje modifikováno pořadí měření kanálů A a B jak je ukázáno v grafu na obr. 3.69. Pokud je polovina dílčích odečtů provedena v pořadí A-B a druhá B-A a



Obr. 3.68: Relativní směrodatná odchylka měření poměru v závislosti na celkové délce záznamu pro jeden segment a záznam rozdělený na  $M$  segmentů. Měření harmonické složky 60 Hz při rušivé složce 50,3 Hz (simulace).

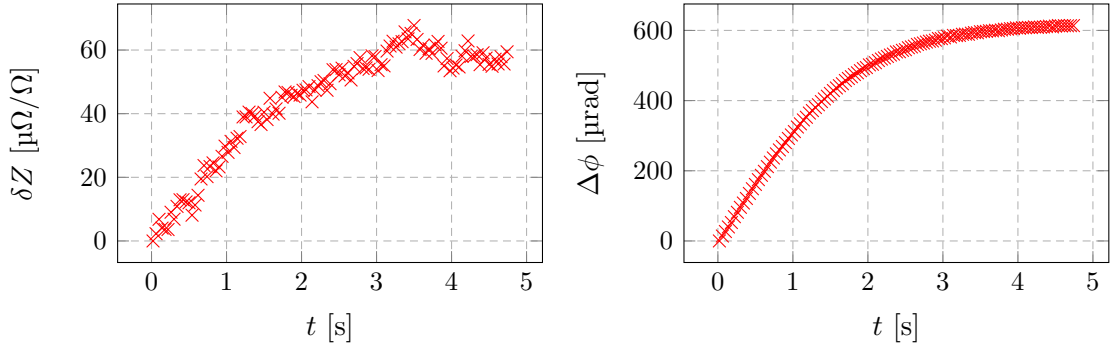


Obr. 3.69: Příklad měřicí sekvence multiplexeru pro měření poměru napětí na vstupech A a B s  $M$  dílčími měřeními a komutací pořadí A-B.

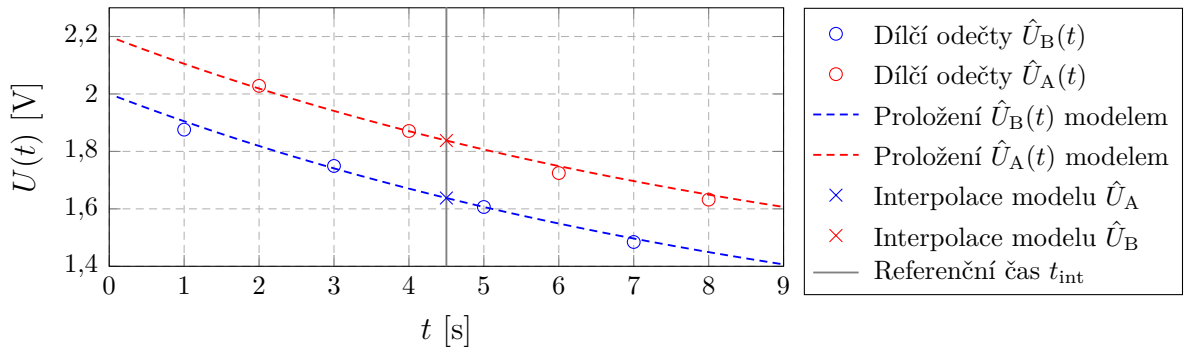
drift je přibližně lineární, pak se efekt dle obr. 3.66 značně potlačí. Navíc se ušetří téměř polovina cyklů multiplexeru a tím i cca 30 ms ustalování po každém přepnutí jeho vstupů.

Uvedená metoda však stále není vždy optimální. V rámci experimentálních měření byl identifikován významný zdroj driftu napětí na nízkých kmitočtech. Vzhledem k tomu, že vyvažování můstku probíhá kontinuálně s každým odečtem, musí být měněny hodnoty napětí DDS generátorů. Je poněkud problematické měnit napětí a hlavně fáze generátorů synchronně s průchodem jejich napětí nulou. Díky tomu vznikají na jejich výstupech skokové změny napětí. Pokud jsou přivedeny přes zesilovače do transformátorů, pak vznikají charakteristické jevy spojené se stejnosměrnou magnetizací jádra. Ty se projeví přechodovým dějem ovlivňujícím jak fázi, tak i amplitudu výstupního napětí, resp. proudu, v řádu jednotek až desítek sekund. Příklad reálného vývoje chyby fáze a amplitudy měřeného poměru v čase je ukázán na obr. 3.70. Vliv tohoto driftu napětí na měřený přenos je sice významný jen na kmitočtech pod cca 400 Hz, nicméně pro typický průmyslový kmitočet 50 Hz je to často dominantní složka chyb. Jednou cestou je po každé změně napětí DDS čekat asi 10 sekund, což však více než zdvojnásobuje čas měření. Proto byla pro zpracování nízkých kmitočetů vyvinuta alternativní metoda s využitím prokládání  $M$  dílčích

odečtů vhodnými křivkami a následnou interpolací křivek ve společném čase  $t_{\text{int}}$  pro oba vstupy A a B. Příklad je ilustrován v grafu na obr. 3.71. Pozorovaný přechodový jev měl prakticky vždy charakter systému prvního řádu, takže k prokládání byla zvolena exponenciální funkce  $\hat{U}(t) = \hat{q}_1 + \hat{q}_3 \cdot e^{-t \cdot \hat{q}_2}$  se třemi parametry  $\hat{q}_1$ ,  $\hat{q}_2$  a  $\hat{q}_3$ .



Obr. 3.70: Příklad chyby měřeného poměru impedancí vlivem přechodového děje způsobeného dočasnou stejnosměrnou magnetizací napájecího transformátoru.



Obr. 3.71: Příklad měření napětí  $\hat{U}_A$  a  $\hat{U}_B$  na kanálech A a B při driftu obou napětí s využitím dílčích odečtů a prokládání.

Výstupem procesu měření poměru impedancí, ať už je použita kterákoliv z výše popsaných variant, je jedna sada vektorů napětí  $\hat{U}_A$ ,  $\hat{U}_B$ ,  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  změřených na vstupech A, B, C a D multiplexeru.

Napětí nulových detektorů  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  jsou pro každý odečet poměru zpracovány jako při vyvažování na Wagnerovo a Kelvinovo napětí:

$$\hat{U}_W = 0,5 (\hat{U}_C + \hat{U}_D), \quad (3.35)$$

$$\hat{U}_K = \hat{U}_D - \hat{U}_C. \quad (3.36)$$

Kalibrační vektory  $\hat{c}_W$  a  $\hat{c}_K$  získané během vyvažování jsou použity ke kontinuálnímu

dovažování můstku podle vztahů:

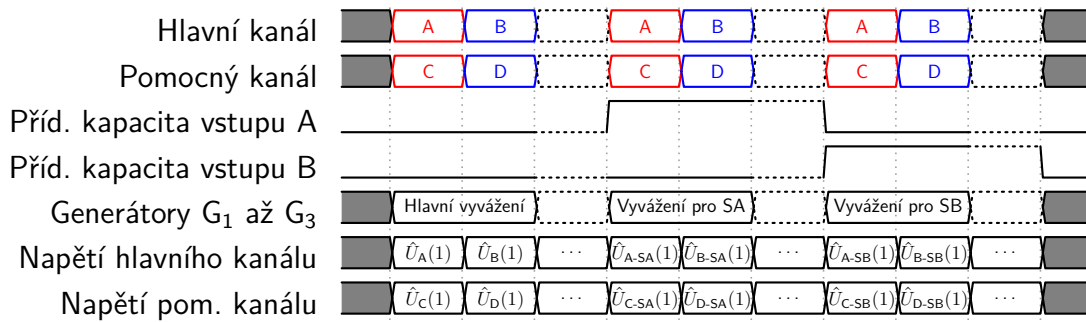
$$\hat{U}_{G2}(i+1) = \hat{U}_{G2}(i) - \hat{U}_W \cdot \hat{c}_W + (\text{rand} + j \cdot \text{rand}) \cdot U_{\text{rnd}}, \quad (3.37)$$

$$\hat{U}_{G3}(i+1) = \hat{U}_{G3}(i) - \hat{U}_K \cdot \hat{c}_K, \quad (3.38)$$

kde  $U_{\text{rnd}}$  je míra randomizace Wagnerova napětí. Napětí generátoru  $G_2$ , který řídí Wagnerův obvod, je záměrně náhodně měněno tak, aby Wagnerovo napětí  $\hat{U}_W$  náhodně oscilovalo s amplitudou několik desítek mikrovoltů okolo nuly. Tento jev je vytěžen při vlastním zpracování měřených napětí  $\hat{U}_A$ ,  $\hat{U}_B$ ,  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  v rámci korekčního schématu můstku popsaného v kapitole 3.3.2.2 a obchází se jím problém konečného rozlišení amplitudy generátorů.

### 3.3.1.5 Proces měření zatěžovacího efektu

Důležitou součástí korekčního schématu můstku je korekce vlivu zatížení svorek  $H_{\text{POT}}$  etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$ . Multiplexer je k tomuto účelu vybaven spínanými kapacitami na vstupu, jak bylo ukázáno na obr. 3.51. Pro kmitočty nad pár desítek kilohertz tedy můstek volitelně realizuje měřicí sekvenci podle obr. 3.72.



Obr. 3.72: Měřicí sekvence pro vyhodnocení vlivu zátěže  $H_{\text{POT}}$  etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$ .

Protože přídavná vstupní impedance spínaného kondenzátoru můstek na vyšších kmitočtech rozvažuje, je třeba před touto sekvencí provádět trojí vyvážení můstku. Můstek je tedy nejprve vyvážen bez sepnutých kapacit a nastavení generátorů pro vyvážený stav jsou uložena. Dále je sepnuta kapacita na kanálu A a je provedeno druhé vyvážení. Napětí generátorů je opět uloženo. Nakonec je totéž provedeno i pro kapacitu na kanálu B. Takto získané tři sady nastavení generátorů jsou během měřicí sekvence podle obr. 3.72 dynamicky nastavovány aby byl ve všech třech částech měření zajištěn vyvážený stav. Výstupem sekvence jsou tři sady napětí pro vstupy multiplexeru A, B, C a D. Tedy napětí  $\hat{U}_A$ ,  $\hat{U}_B$ ,  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  pro neaktivní kapacity, dále  $\hat{U}_{A-SA}$ ,  $\hat{U}_{B-SA}$ ,  $\hat{U}_{C-SA}$  a  $\hat{U}_{D-SA}$  pro přídavnou kapacitu na vstupu A a  $\hat{U}_{A-SB}$ ,  $\hat{U}_{B-SB}$ ,  $\hat{U}_{C-SB}$  a  $\hat{U}_{D-SB}$  pro přídavnou kapacitu na vstupu B. Tato sekvence je použita buďto samostatně pokud je účelem pouze vyhodnotit vliv zátěže nebo je jí nahrazen proces



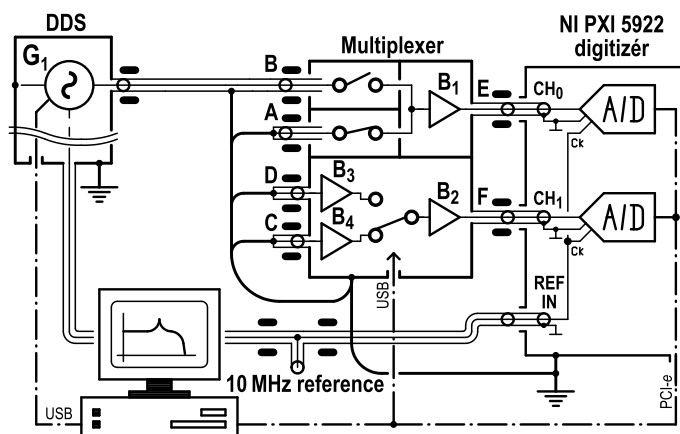
pro měření poměru napětí. V tom případě je rozšířena na  $M$  dílčích odečtů jak bylo popsáno výše.

### 3.3.2 Postprocessing a korekční schéma můstku

Měřicí procesy a sekvence popsané výše pouze poskytují vektory napětí změřené na jednotlivých vstupech multiplexeru v různých nastaveních (např. přídavná kapacitní zátěž vstupů). Vlastní zpracování těchto napětí na poměr impedancí  $Z_1$  a  $Z_2$ , resp. na impedanci neznámého etalonu je předmětem postprocessingu a korekčního schématu můstku, který je detailně popsán v následujících kapitolách. Kapitoly rovněž ukazují metody kalibrace můstku.

#### 3.3.2.1 Korekce přeslechu

Prvním krokem zpracování změřených dat je korekce přeslechu mezi vstupy multiplexeru. V rámci kalibrace můstku jsou měřeny přeslechy mezi vstupy A-B  $\hat{c}t_{AB}$  a B-A  $\hat{c}t_{BA}$ . Dále jsou měřeny přeslechy z hlavního do pomocného kanálu: A-C  $\hat{c}t_{AC}$ , B-D  $\hat{c}t_{BD}$ , A-D  $\hat{c}t_{AD}$  a B-C  $\hat{c}t_{BC}$ . Přeslech opačným směrem z pomocného do hlavního kanálu je vzhledem k prakticky nulovému napětí  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$  irelevantní. Přeslech mezi vstupy C-D je vzhledem k minimálním reziduálním napětím rovněž nepodstatný. Měření probíhá jednoduše přivedením signálu do referenčního vstupu, zkratováním všech ostatních vstupů a měřením parazitních napětí na ostatních vstupech multiplexeru jak je ukázáno na obr. 3.73.



Obr. 3.73: Zapojení můstku pro měření přeslechu mezi vstupy multiplexeru se vstupem B jako referenčním.

Konkrétní změřené přeslechy jsou ukázány v grafu na obr. 3.74. Přeslech mezi hlavními vstupy A a B je pod -135 dB i na kmitočtu 1 MHz, což se může jevit jako dostatečné, nicméně pro měření vyšších poměrů než asi 1:10 je jeho vliv stále nezanedbatelný, takže je vhodné korekci provádět. Přeslech mezi hlavním a vedlejším

kanálem multiplexeru je podstatně horší. Samotný multiplexer má sice přeslech pod -140 dB, ale vzorkovací karta NI 5922 má mezikanálový přeslech až -106 dB navíc s lokálním maximem okolo 10 kHz, takže je ho nutné korigovat. Jednotlivá změřená napětí svorek  $\hat{U}_A(n)$ ,  $\hat{U}_B(n)$ ,  $\hat{U}_C(n)$  a  $\hat{U}_D(n)$  jsou tedy korigovány podle následujících vztahů:

$$\hat{U}'_A(n) = \hat{U}_A(n) - \hat{U}_B(n) \cdot \hat{c}t_{BA}, \quad (3.39)$$

$$\hat{U}'_B(n) = \hat{U}_B(n) - \hat{U}_A(n) \cdot \hat{c}t_{AB}, \quad (3.40)$$

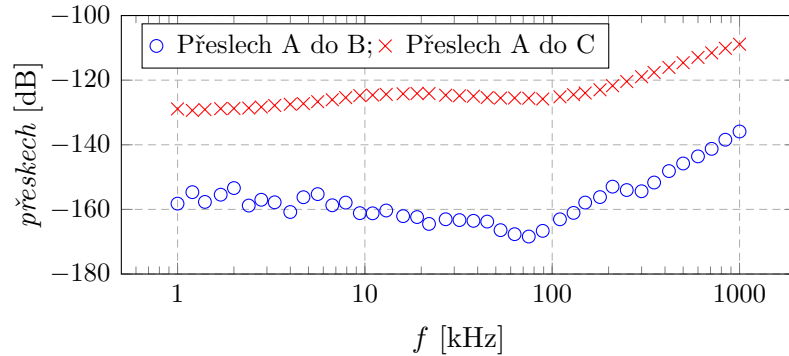
$$\hat{U}'_C(n) = \hat{U}_C(n) - \hat{U}_A(n) \cdot \hat{c}t_{AC} - \hat{U}_B(n) \cdot \hat{c}t_{BC}, \quad (3.41)$$

$$\hat{U}'_D(n) = \hat{U}_D(n) - \hat{U}_A(n) \cdot \hat{c}t_{AD} - \hat{U}_B(n) \cdot \hat{c}t_{BD}, \quad (3.42)$$

kde  $n$  je index odečtu. Všechny koeficienty přeslechu jsou komplexní. Identickým způsobem jsou korigována i pomocná měření z procesu vyhodnocení zatěžovacích chyb  $\hat{U}_{A-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{B-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{C-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{D-SA}(n)$  a  $\hat{U}_{A-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{B-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{C-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{D-SB}(n)$ .

Korekce přeslechu je dále aplikována i na změřený offset nulového detektoru podle kapitoly 3.3.1.3  $\Delta\hat{U}_N$ :

$$\Delta\hat{U}'_N = \Delta\hat{U}_N(n) + \hat{U}_A(n) \cdot \hat{c}t_{AC} - \hat{U}_B(n) \cdot \hat{c}t_{AC}. \quad (3.43)$$



Obr. 3.74: Změřený přeslech mezi vstupy hlavního kanálu (vstup A→B) a mezi hlavním a pomocným kanálem (vstup A→C).

### 3.3.2.2 Výpočet úbytků napětí na impedancích

Dalším krokem zpracování je výpočet úbytků napětí na etalonech ze změřených a na přeslech korigovaných napětí  $\hat{U}_A(n)$ ,  $\hat{U}_B(n)$ ,  $\hat{U}_C(n)$  a  $\hat{U}_D(n)$ . Pokud by bylo vyvážení dokonalé nebo pro nízké impedance lze použít základní výpočet:

$$\hat{U}_1 = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}_B(n) - \hat{U}_D(n), \quad (3.44)$$

$$\hat{U}_2 = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}_C(n) - \hat{U}_A(n), \quad (3.45)$$

kde  $N_f$  je počet provedených odečtů. Pro diferenční režim měření podle zapojení na obr. 3.32 je výpočet proveden podle vztahů:

$$\hat{U}_1 = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}_B(n), \quad (3.46)$$

$$\hat{U}_2 = -\frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}_A(n), \quad (3.47)$$

Problémem takto jednoduchého přístupu je, že napětí  $\hat{U}_C(n)$  a  $\hat{U}_D(n)$  odpovídající  $L_{POT}$  svorek nejsou díky konečnému rozlišení vyvažovacích zdrojů nulové. I když jejich hodnoty oscilují symetricky okolo nuly, tak stále dochází k úniku proudu  $\hat{I}_N$  ze srovnávacího spoje můstku podle obr. 3.46. Chyba způsobená tímto jevem roste s rostoucí měřenou impedancí a lze ji redukovat jen navyšováním počtu odečtů  $N_f$ , což je zjevně nepraktické z časových důvodů. Proto byla vyvinuta alternativní metoda s využitím proložení  $N_f$  odečtů přímkami metodou nejmenších čtverců:

$$f_A(\hat{U}_C) = \hat{U}'_A + \hat{b}_A \cdot \hat{U}_C, \quad (3.48)$$

$$f_B(\hat{U}_D) = \hat{U}'_B + \hat{b}_B \cdot \hat{U}_D, \quad (3.49)$$

kde  $b_A$  a  $b_B$  jsou směrnice přímk a  $\hat{U}'_A$  a  $\hat{U}'_B$  jsou jejich ofsety. Tedy  $\hat{U}'_A$  a  $\hat{U}'_B$  přímo odpovídají napětím  $H_{POT}$  svorek  $\hat{U}_A$  a  $\hat{U}_B$  pro nulová napětí na  $L_{POT}$  svorkách  $\hat{U}_C$  a  $\hat{U}_D$ . Úbytky napětí na etalonech jsou rovněž přímo ekvivalentní ofsetům přímk:

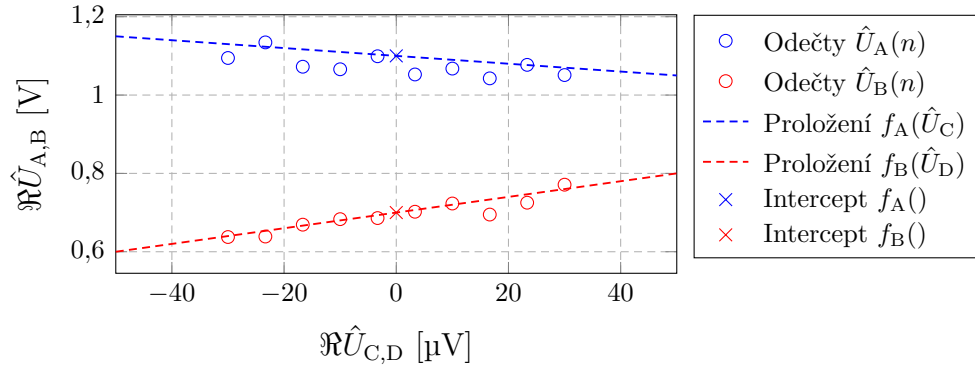
$$\hat{U}_1 = \frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}'_B(n), \quad (3.50)$$

$$\hat{U}_2 = -\frac{1}{N_f} \sum_{n=1}^{N_f} \hat{U}'_A(n). \quad (3.51)$$

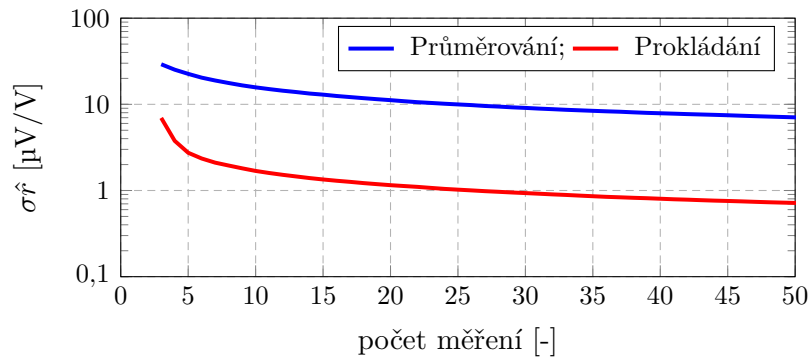
Graficky je tato metoda ilustrována v grafu na obr. 3.75. Tato metoda tedy poskytuje odhad úbytků napětí na etalonech  $Z_1$  a  $Z_2$  bez nutnosti plně vyvážit můstek, čímž se elegantně obchází nedostatečné rozlišení vyvažovacích generátorů. Navíc zásadně potlačuje i vliv unikajícího proudu  $\hat{I}_N$  ze srovnávacího spoje můstku. Simulace na obr. 3.76 ukazuje příklad vývoje směrodatné odchylky měření poměru impedancí v závislosti na počtu odečtů pro obě metody zpracování. Jak je patrné z příkladu, tak metoda s proložením poskytuje mnohem rychlejší ustálení měřeného poměru. Typicky stačí asi pět odečtů pro ustálení do řádu  $10^{-6}$  a navíc je tato metoda také rychlejší díky tomu, že není třeba můstek plně vyvažovat. Pro její správnou funkci je naopak nutné udržovat můstek nevyvážený náhodnými změnami vyvážení tak, aby napětí  $\hat{U}_C(n)$  a  $\hat{U}_D(n)$  kolísaly v řádu desítek mikrovoltů okolo nuly, tj. bezpečně nad úrovní šumu.

Stejný postup zpracování je aplikován i na pomocná měření z procesu vyhodnocení zatěžovacích chyb  $H_{POT}$  svorek  $\hat{U}_{A-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{B-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{C-SA}(n)$ ,  $\hat{U}_{D-SA}(n)$  a

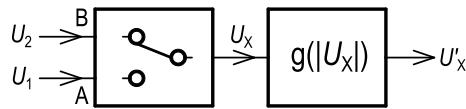
$\hat{U}_{A-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{B-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{C-SB}(n)$ ,  $\hat{U}_{D-SB}(n)$ . Takto jsou získána další napětí  $\hat{U}_{1-SA}$ ,  $\hat{U}_{2-SA}$  pro impedanci  $Z_1$  a  $\hat{U}_{1-SB}$ ,  $\hat{U}_{2-SB}$  pro impedanci  $Z_2$ .



Obr. 3.75: Vyhodnocení skutečné hodnoty  $H_{POT}$  napětí pomocí proložení  $N_f$  odečtů lineárními funkcemi  $f_A()$  a  $f_B()$ . Pozn.: Je zobrazena pouze reálná část. Prokládání ve skutečnosti probíhá v komplexním oboru.



Obr. 3.76: Příklad směrodatné odchylky v závislosti na počtu měření při zpracování zbytkových potenciálů  $L_{POT}$  signálu prostým odečtením ( $H_{POT} - L_{POT}$ ) a průměrováním vs. proložením  $H_{POT} = f(L_{POT})$ . Podmínky: měření rezistorů 100 k $\Omega$ , impedance nulového detektoru 10 k $\Omega$ , šum 2  $\mu V$ , randomizace vyvážení 30  $\mu V$ , měřicí napětí 1 V.

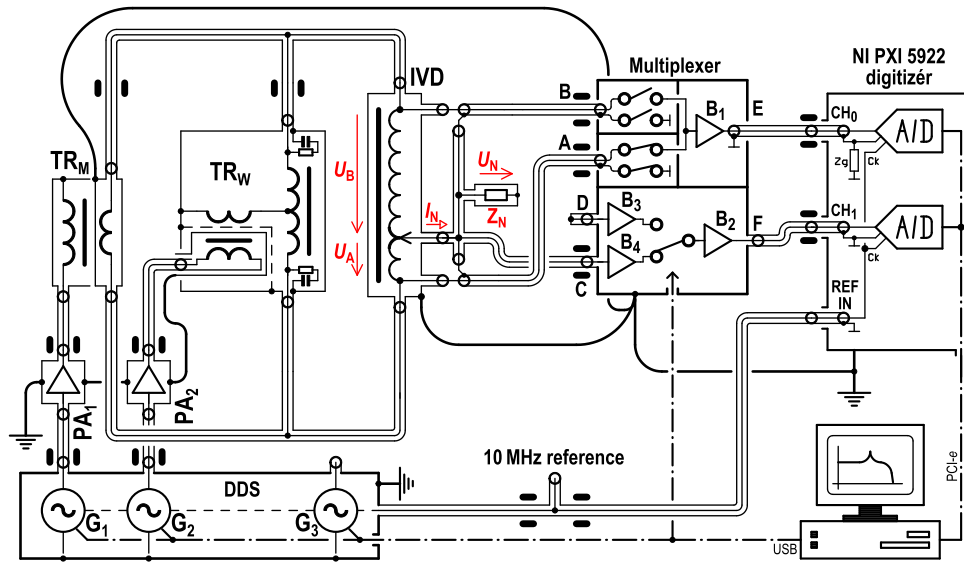


Obr. 3.77: Zjednodušený model nelinearity můstku.

### 3.3.2.3 Korekce linearitý můstku

Nejobtížnějším krokem je korekce nelinearity můstku nebo přesněji její měření. Navržený můstek využívá multiplexer s pasivními vstupy a bufferem až na výstupu,

takže lze nelineární napětovou závislost  $g(\hat{U}_X)$  modelovat podle obr. 3.77. Oba vstupy A a B zjevně sdílí stejnou nelineární funkci  $g(\hat{U}_X)$ , která je daná především nelinearitou vzorkovací karty NI 5922. Výstupní buffer můstku se na nelinearitě téměř nepodílí, což bylo ověřeno měřením jeho napětového přenosu. Nelinearita  $g(|\hat{U}_X|, f)$  je z principu závislá pouze na amplitudě měřeného napětí vybraného vstupu multiplexeru a na kmitočtu  $f$ . Skutečnost, že je nelineární funkce  $g(\hat{U}_X)$  stejná pro oba vstupy značně zjednodušuje její měření. Tradiční metoda používaná zejména pro nižší kmitočty spočívá ve využití precizního indukčního děliče IVD jako simulátoru známého komplexního poměru napětí mezi vstupy multiplexeru. Zapojení děliče, které bylo u různých vývojových verzí tohoto můstku vyzkoušeno, je ukázáno na obr. 3.78.



Obr. 3.78: Zapojení pro kalibraci nelinearity můstku pomocí precizního indukčního děliče.

V tomto zapojení můstek nejprve provede vyvážení Wagnerova obvodu tak, aby výstupní proud IVD  $\hat{I}_N$  byl nulový, což je pro IVD většinou definiční podmínka, za které byl kalibrován. Dále již můstek měří komplexní poměr napětí mezi vstupy A a B, tj. napětí  $\hat{U}_A$  a  $\hat{U}_B$ , jejichž poměr je dán nastavením dělicího poměru děliče. Jedno z napětí, např.  $\hat{U}_A$ , je drženo na konstantní hodnotě, např. 1 V. Poměr IVD je postupně měněn, čímž je generováno druhé známé napětí podle vztahu:

$$\hat{U}_B = \hat{U}_A \cdot \frac{1 - \hat{n}_{ivd}}{\hat{n}_{ivd}}, \quad (3.52)$$

kde  $\hat{n}_{ivd} = \hat{U}_{OUT}/\hat{U}_{IN}$  je dělicí poměr IVD. Porovnáním indikovaného a nastaveného poměru lze sestavit korekční tabulku nelineárního přenosu  $g(\hat{U}_X)$ . Je zjevné, že tato metoda je velmi pracná, protože operátor musí neustále manuálně přepínat

dělicí poměr děliče. Navíc precizní děliče schopné pracovat v širším kmitočtovém rozsahu jsou málokdy vícedekádové a musely by být na všech potřebných kalibračních poměrech kalibrovány. Většinou jsou k dispozici pouze jednodekádové precizní děliče do poměru 1:10. Proto je pro pokrytí většího napětového rozsahu můstku nutné celý proces zopakovat pro různá referenční napětí  $\hat{U}_A$ , jako např. 1 V, 200 mV a 40 mV a následně získané dílčí amplitudové přenosy sloučit. To je velmi pracná a časově náročná metoda a vzhledem k omezené časové stabilitě nelinearity  $g(\hat{U}_X)$  vzorkovacích karet NI 5922 je i velmi nepraktická. Do značné míry se jedná o hlavní limitující faktor přesnosti dosud publikovaných můstků (nejen vzorkovacího typu). Proto byla vyvinuta nová unikátní metoda, která funguje plně automaticky.

Nová metoda je založená na opačném přístupu. Místo proměnného poměru referenčního děliče a konstantního napětí je dělicí poměr konstantní a mění se pouze napětí. Jako zdroj známého poměru napětí je použit buďto IVD s jedním pevným poměrem, např. 1:10, nebo dvojice etalonů impedance s poměrem např. 1:10. Pro účely toho můstku byla zvolena dvojice etalonů impedance s teplotní závislostí pod  $1 \mu\Omega/\Omega/K$ . Jejich hodnoty byly kalibrovány pomocí vypočitatelných etalonů odporu popsanych v kapitole 3.1. Etalony jsou k můstku připojeny jako pro normální měření a je změřena napětová závislost chyby můstku pro aktuálně analyzovaný kmitočet:

$$\hat{e}_r(|\hat{U}_1|) = \hat{r}_X(|\hat{U}_1|) - \hat{r}_{CAL}, \quad (3.53)$$

kde  $\hat{e}_r(|\hat{U}_1|)$  je změřená chyba můstku,  $\hat{r}_X(|\hat{U}_1|)$  je můstkem odečtená hodnota poměru impedancí:

$$\hat{r}_X(|\hat{U}_1|) = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}, \quad (3.54)$$

a  $\hat{r}_{CAL}$  je známá kalibrační hodnota referenčního páru impedancí pro právě analyzovaný kmitočet  $f$ . Příklad změřených napětových závislostí chyby  $\hat{e}_r(|\hat{U}_X|)$  pro různé kmitočty je ukázán na obr. 3.82. Jak je patrné, tak chyba dosahuje i přes  $100 \mu\Omega/\Omega$ , což je více než požadovaná nejistota můstku. Tato závislost sama o sobě ještě není požadovanou nelinearitou  $g(\hat{U}_X)$  můstku. Bylo by ji možné použít jen ke korekci chyby můstku při měření poměru blízkého kalibračnímu  $\hat{r}_{CAL}$  (1:10). Ze získané závislosti  $\hat{e}_r(|\hat{U}_X|)$  lze však jednoduchým postupem nelinearitu  $g(\hat{U}_X)$  získat. Podle modelu nelinearity obr. 3.77 lze chybu měřených napětí  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  na kalibračních etalonech  $Z_1$  a  $Z_2$  vyjádřit podle vztahů:

$$\hat{U}'_1 = \hat{U}_1 (1 + g(|\hat{U}_1|)), \quad (3.55)$$

$$\hat{U}'_2 = \hat{U}_2 (1 + g(|\hat{U}_2|)). \quad (3.56)$$

Měřený poměr impedancí ovlivněný nelinearitami  $g(\hat{U}_X)$  pak odpovídá vztahům:

$$\frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1} = \frac{\hat{U}_2 (1 + g(|\hat{U}_2|))}{\hat{U}_1 (1 + g(|\hat{U}_1|))}, \quad (3.57)$$

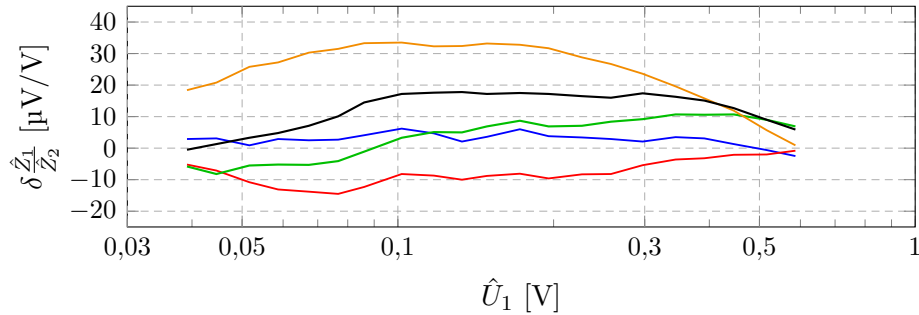
$$\hat{r}_{\text{CAL}} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} (1 + g(|\hat{U}_2|) - g(|\hat{U}_1|)). \quad (3.58)$$

Dosazením jednotlivých bodů změřené napěťové závislosti  $\hat{r}_X(|\hat{U}_X|)$  do rovnice 3.58 lze sestavit soustavu rovnic:

$$\begin{vmatrix} \left| \frac{\hat{U}_2(1)}{\hat{U}_1(1)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(1)|) - g(|\hat{U}_1(1)|)\} \right| \\ \left| \frac{\hat{U}_2(2)}{\hat{U}_1(2)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(2)|) - g(|\hat{U}_1(2)|)\} \right| \\ \dots \\ \left| \frac{\hat{U}_2(N_C)}{\hat{U}_1(N_C)} \cdot \{1 + g(|\hat{U}_2(N_C)|) - g(|\hat{U}_1(N_C)|)\} \right| \end{vmatrix} = |\hat{r}_{\text{CAL}}|, \quad (3.59)$$

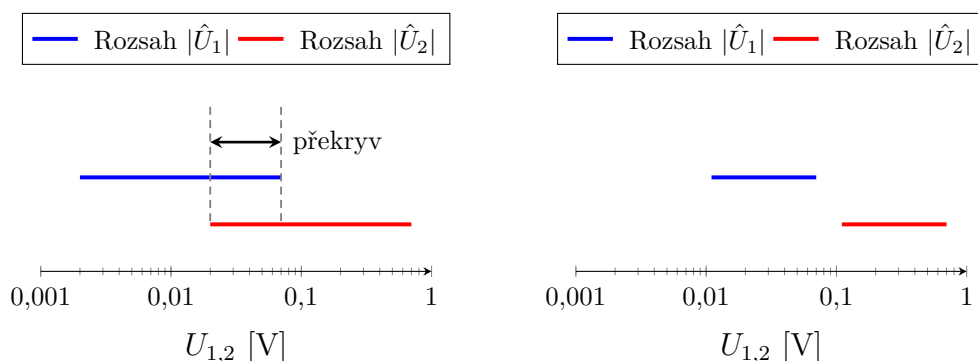
kde  $N_C$  je počet bodů změřené napěťové závislosti. Jedinou neznámou v soustavě rovnic 3.59 je zde nelinearita  $g(\hat{U}_X)$ . Ta byla zvolena jako křivka s  $N_P$  lineárně interpolovanými úseky, protože polynomy se vzhledem ke značně náhodným tvarům nelinearity neosvědčily.

Soustava rovnic 3.59 je řešena nelineárním minimalizačním algoritmem podle kritéria nejmenších čtverců. Minimalizační algoritmus však poskytuje stabilní řešení jen za určitých podmínek. Jednak je třeba zvolit poměr  $N_C$  a  $N_P$ , aby byl pro určení všech parametrů křivky  $g(\hat{U}_X)$  dostatek měření. Dále je třeba zvolit vhodné rozložení změřených bodů napěťové závislosti a také křivky  $g(\hat{U}_X)$  s ohledem na tvar nelinearity. Obecně na nižších napětích vykazuje nelinearita digitizéru NI 5922 značně proměnlivý tvar, který se navíc mění s každou selfkalibrací karty (viz. obr. 3.79), takže se osvědčilo logaritmické rozložení. Závislost  $\hat{r}_X(|\hat{U}_1|)$  je před vlastním dosazením do rovnic 3.59 filtrována na statisticky odlehle hodnoty a vyhlazena, jinak minimalizační algoritmus často diverguje nebo produkuje nepoužitelná řešení.



Obr. 3.79: Příklad variace relativních chyb měření poměru 10:1 pro pět opakování self-kalibrace karty PXI 5922 (pracovní kmitočet 1 kHz).

Poslední zjevnou podmínkou je zvolit napěťový rozsah měření tak, aby se rozsah měřených napětí  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  alespoň částečně překrýval jak je ukázáno na obr. 3.80 vlevo. Jinak sice algoritmus nalezne nějaké řešení soustavy, ale nebude použitelné v celém rozsahu měřených napětí. Typický rozsah kalibrace používaný navrženým můstkem je  $|\hat{U}_1| = \langle 0,02; 0,7 \rangle$  V, tj.  $|\hat{U}_2| = \langle 0,002; 0,07 \rangle$  V pro poměr impedancí  $|\hat{Z}_1 : \hat{Z}_2| = 10:1$ . Algoritmus funguje tím spolehlivěji, čím je průnik  $|\hat{U}_1|$  a  $|\hat{U}_2|$  vyšší. Ten ovšem nelze zvyšovat především směrem k nízkým napětím, protože neúměrně roste vliv šumu. Možné řešení by bylo zvolit menší kalibrační poměr, např. 1:3, ale ten by zase zvyšoval nejistotu při následných měřeních poměrů 1:10 a vyšších.



Obr. 3.80: Příklad rozsahu měření napětí  $|\hat{U}_1|$  a  $|\hat{U}_2|$  s kalibračním poměrem 1:10 pro dosažení stabilního řešení při výpočtu nelinearity můstku. Vlevo dostatečný rozsah, vpravo nedostatečný rozsah měření.

Proto byla metoda modifikována doplněním měřením napěťové závislosti chyby můstku s druhým párem impedancí jiných hodnot. Konkrétní postup získání amplitudové korekce pro každý kalibrační kmitočet je tedy následující:

1. K můstku jsou připojeny pomocné etalony odporu  $Z_{3-cal}$  a  $Z_{4-cal}$  s poměrem  $|\hat{Z}_{4-cal}:\hat{Z}_{3-cal}| \approx 1,5:1$  nebo  $|\hat{Z}_{4-cal}:\hat{Z}_{3-cal}| \approx 2:1$ . Jejich přesný poměr je irelevantní, pouze musí být stabilní a napěťově nezávislý (v rámci požadované nejistoty). Volba malého poměru je vhodná pro zajištění dostatečného průniku napětí jak je ukázáno na obr. 3.80 vlevo.
2. Je změřena napěťová závislost poměru můstku v  $N_D$  bodech:

$$\hat{r}_{X2}(n_d) = \frac{\hat{U}_{Z4-cal}(n_d)}{\hat{U}_{Z3-cal}(n_d)}, \quad (3.60)$$

kde  $\hat{U}_{Z3-cal}(n_d)$  a  $\hat{U}_{Z4-cal}(n_d)$  jsou úbytky napětí na etalonech  $Z_{3-cal}$  a  $Z_{4-cal}$  a  $n_d$  je index bodu napěťové závislosti. Počet bodů závislosti byl určen experimentálně a pro NI 5922 by měl být alespoň  $N_D > 60$  s logaritmickým rozložením. Vyšší počet zajišťuje lepší potlačení šumu v měření, ale samozřejmě navyšuje nutný čas kalibrace.



3. Napětí  $\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(n_d)$  a  $\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(n_d)$  jsou filtrována na statisticky odlehlé hodnoty a vyhlazena.
4. K můstku jsou připojeny hlavní kalibrační etalony odporu  $Z_{1\text{-cal}}$  a  $Z_{2\text{-cal}}$  se známým poměrem  $|\hat{Z}_{2\text{-cal}}:\hat{Z}_{1\text{-cal}}| = \hat{r}_{\text{CAL}}$ .
5. Je změřena napěťová závislost poměru můstku v  $N_C$  bodech:

$$\hat{r}_{X1}(n_c) = \frac{\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(n_c)}{\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(n_c)}, \quad (3.61)$$

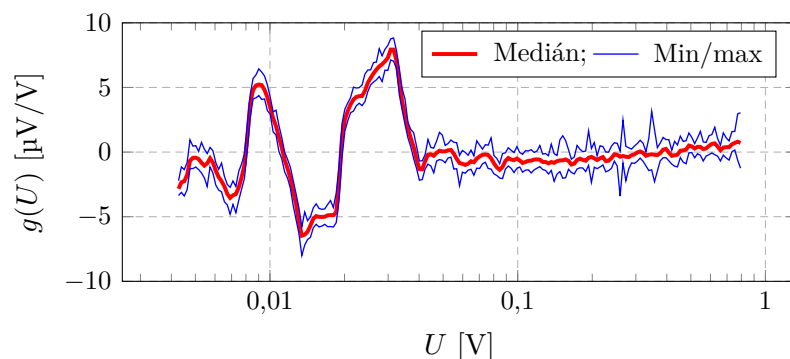
kde  $\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(n_c)$  a  $\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(n_c)$  jsou úbytky napětí na etalonech  $Z_{1\text{-cal}}$  a  $Z_{2\text{-cal}}$  a  $n_c$  index bodu napěťové závislosti. Počet bodů  $N_C$  je optimálně  $N_C > 60$ , ale postačí i jeden bod.

6. Napětí  $\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(n_c)$  a  $\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(n_c)$  jsou filtrována na statisticky odlehlé hodnoty a vyhlazena.
7. Je sestavena soustava rovnic kombinující data z obou měření:

$$\begin{aligned} & \left| \frac{\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(1)}{\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(1)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(1)|) - g(|\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(1)|) \right\} = |\hat{r}_{\text{CAL}}|, \\ & \left| \frac{\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(2)}{\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(2)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(2)|) - g(|\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(2)|) \right\} = |\hat{r}_{\text{CAL}}|, \\ & \dots = \dots \\ & \left| \frac{\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(N_C)}{\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(N_C)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z2\text{-cal}}(N_C)|) - g(|\hat{U}_{Z1\text{-cal}}(N_C)|) \right\} = |\hat{r}_{\text{CAL}}|, \\ & \left| \frac{\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(1)}{\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(1)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(1)|) - g(|\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(1)|) \right\} = konst, \\ & \left| \frac{\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(2)}{\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(2)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(2)|) - g(|\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(2)|) \right\} = konst, \\ & \dots = \dots \\ & \left| \frac{\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(N_D)}{\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(N_D)} \right| \cdot \left\{ 1 + g(|\hat{U}_{Z4\text{-cal}}(N_D)|) - g(|\hat{U}_{Z3\text{-cal}}(N_D)|) \right\} = konst, \end{aligned} \quad (3.62)$$

První skupina rovnic má stejný význam jako u metody s jedním párem impedancí. Účelem druhé skupiny  $N_D$  rovnic pro pomocný pár etalonů je pouze dodat další rovnice do soustavy bez nutnosti znát poměr pomocných impedancí. Jejich účel je v principu pouze eliminovat napěťovou závislost chyby můstku, zatímco absolutní hodnota (sklon) nelinearity je dána první skupinou. Proto je pravou stranou druhé skupiny rovnic konstanta.

8. Je zvolen počet bodů nelineární funkce  $g()$  typicky v rozsahu  $N_P = \langle 50; 70 \rangle$ .
9. Soustava 3.62 je řešena minimalizačním algoritmem podle kritéria nejmenších čtverců.
10. Jelikož použitelnost řešení soustavy rovnic 3.62 je silně závislá na volbě počtu bodů  $N_P$  funkce  $g()$  a rozložení, byl zvolen experimentální empirický přístup. Výpočet je opakován od bodu 8 pro různé počty  $N_P$  a rozložení bodů funkce  $g(\hat{U}_X)$ . Jednotlivé získané křivky jsou archivovány v pracovním bufferu algoritmu jak je ukázáno v měření na obr. 3.81. Nakonec je vyhodnocena finální hodnota křivky pomocí funkce medián ve zvoleném počtu bodů  $N_P$ .

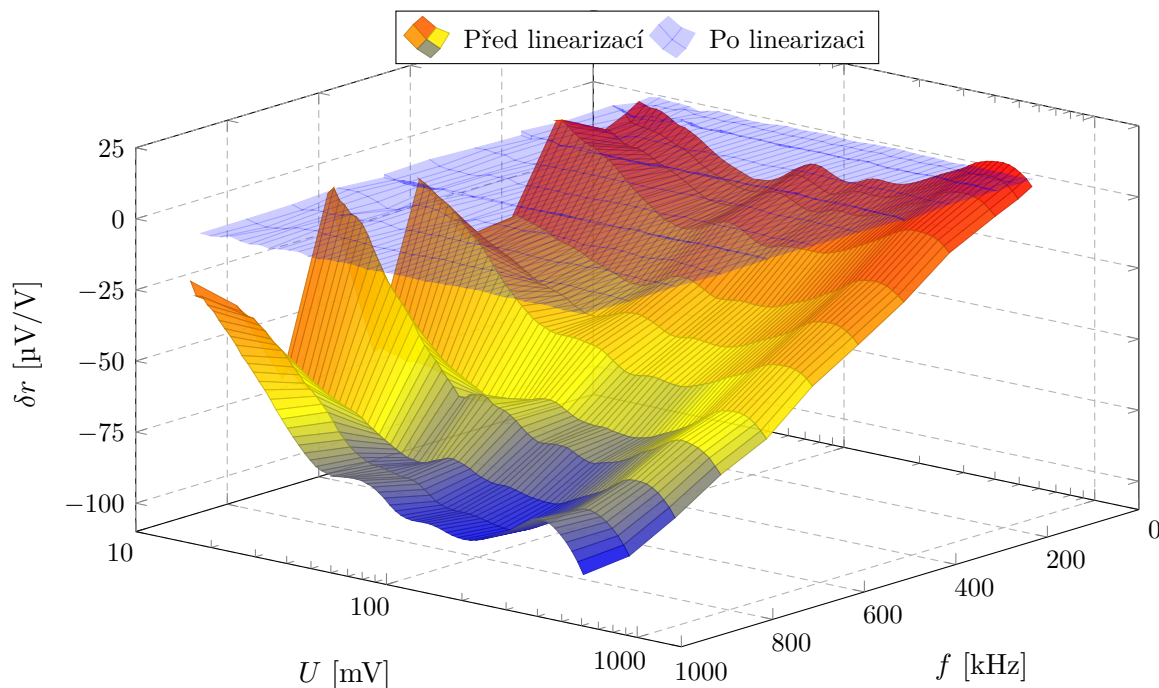


Obr. 3.81: Příklad vypočtené nelinearity  $g()$ . Modře je zobrazen rozsah získaných  $g()$  pro různé počty bodů  $N_p$ . Červeně jejich medián - výsledná nelinearita  $g()$ .

Uvedeným postupem se podařilo vytvořit algoritmus pracující automaticky a spolehlivě s pevným nastavením parametrů bez nutnosti zásahu operátora. Pro ověření správnosti metody a každé provedené kalibrace linearity je uživateli zobrazeno linearizací korigované měření referenčního i pomocného poměru impedancí, kde by chyby měly zůstat pod cca  $5 \mu V/V$ . Příklad dosaženého efektu linearizace referenčního poměru 10:1 je ukázán na obr. 3.82. Vzhledem k tomu, že se jedná o poměr užitý k výpočtu funkce  $g(\hat{U}_X)$ , tak není překvapivé, že se chyby snížily pod cca  $5 \mu \Omega/\Omega$  z původních až  $100 \mu \Omega/\Omega$ . Obdobně dobrý výsledek je dosažen i pro pomocný poměr 1:1,5. Ovšem více vypovídajícím testem funkce metody je aplikace získané funkce  $g(\hat{U}_X)$  na měření třetího odlišného poměru. Pro tento účel byl vyroben další vypočitatelný etalon hodnoty přibližně  $35 \Omega$  a bylo provedeno další měření s poměrem 1:3,5. Výsledné změřené chyby před a po aplikaci korekce linearity jsou ukázány na obr. 3.83 a v detailu na obr. 3.84. I v tomto případě se chyby snížily z téměř  $80 \mu \Omega/\Omega$  na cca  $5 \mu \Omega/\Omega$  v plném rozsahu napětí i kmitočtů. Obdobný výsledek byl dosažen i s dalšími testovanými poměry i pro porovnání R-C, tj. při fázovém posuvu  $90^\circ$ .

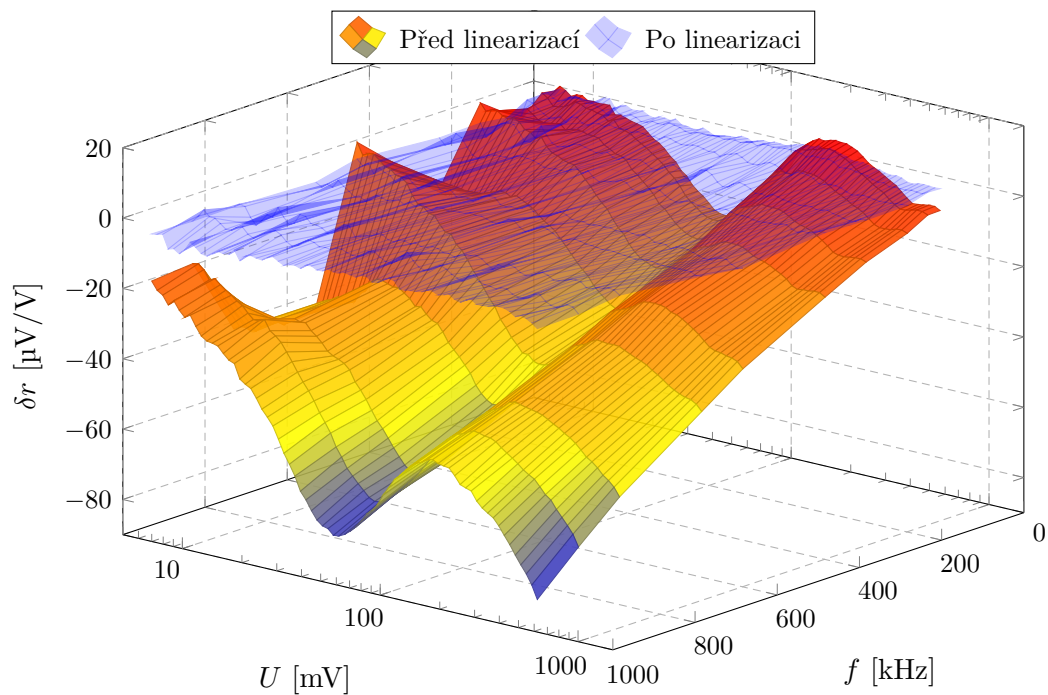
Uvedený postup linearizuje pouze amplitudovou chybu můstku. Stejný postup ale lze aplikovat i na fázovou chybu, která je rovněž do určité míry závislá na poměru měřených napětí. Tato závislost se však ukázala pro digitizér NI 5922 tak malá, že korekce není prováděna, protože nejistota referenčních etalonů fázového úhlu by chybu můstku mohla ještě zvýšit. Příklad nekorigované chyby měření časové konstanty (fáze) pro měření poměru 1:3,5 je ukázán v grafu na obr. 3.85. Chyby jsou maximálně asi  $\pm 15$  ps, přičemž rozšířená nejistota etalonu je cca 100 ps. Obdobný výsledek byl pozorován i pro jiné poměry, takže korekce není nutná přinejmenším do doby, než bude k dispozici přesnější etalon fázového úhlu.

Uvedená metoda byla testována jak na simulovaných datech, tak i reálných měřeních a pro některé z nich byl proveden i výpočet nejistoty metodou Monte Carlo. Tyto experimenty ukázaly, že šum ve změřených napěťových závislostech

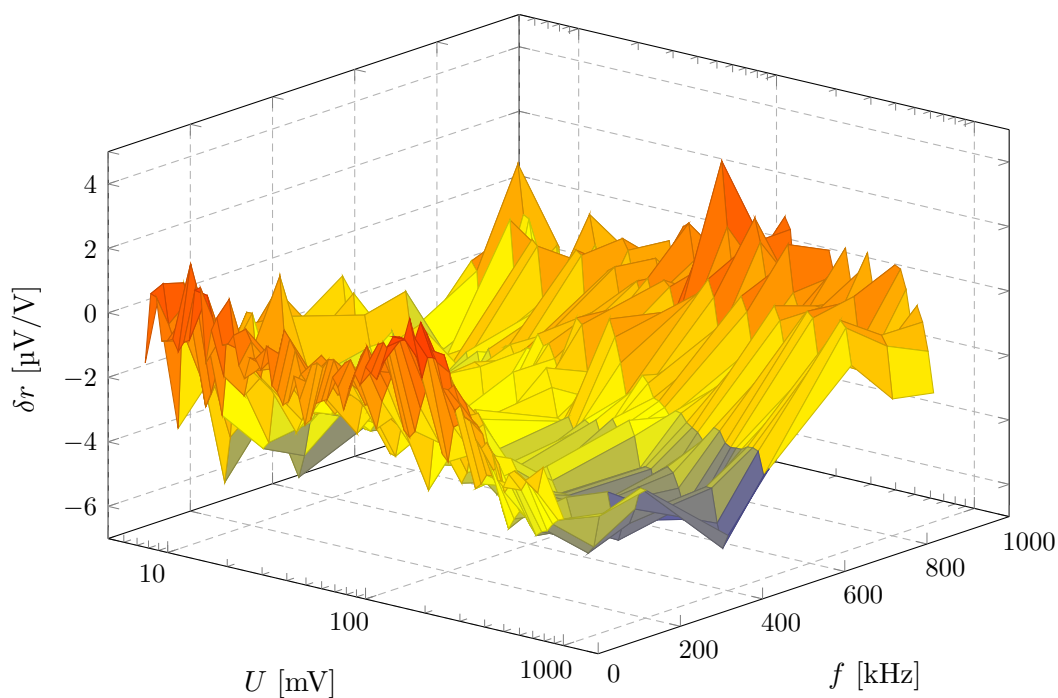


Obr. 3.82: Změřené napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:10 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 20 mV až 0,6 V. Průhledný graf zobrazuje totéž měření po aplikaci vypočtené korekční křivky  $g()$ .

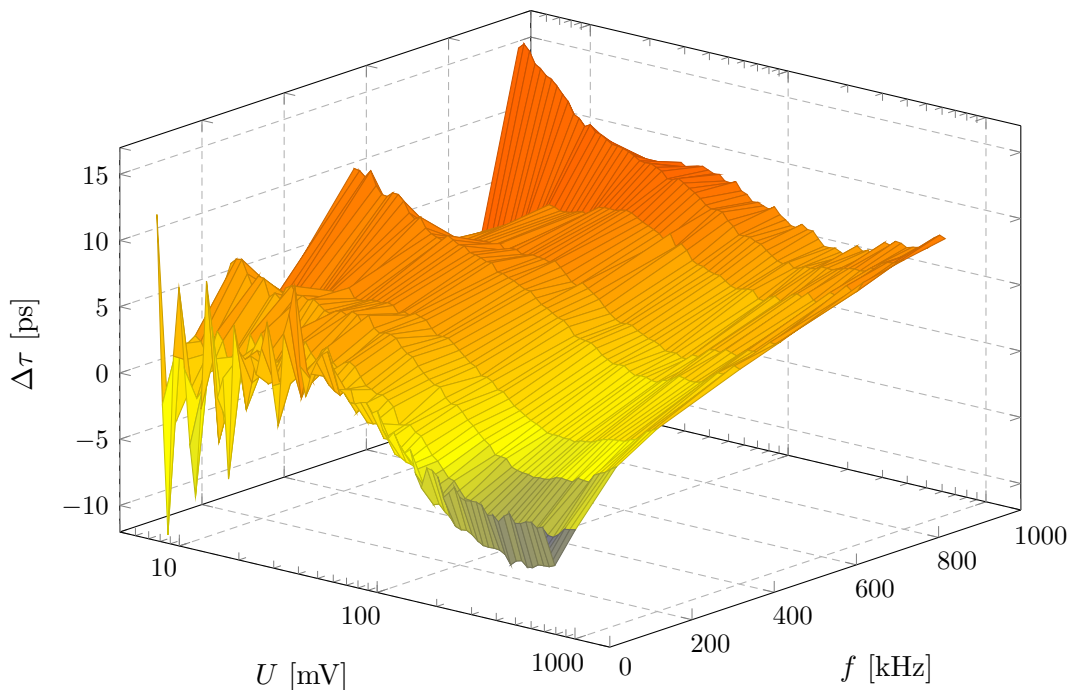
je dle očekávání výše uvedeným postupem filtrace zdrojových dat i samotným minimalizačním algoritmem hledajícím nelinearitu značně potlačen. Dominantní složkou nejistoty na vyšších kmitočtech (nad 100 kHz) zůstává nejistota kalibračního poměru samotného a další chyby můstku, především zatěžovací efekt. Na kmitočtech pod cca 10 kHz je již tvar nelinearity kmitočtově nezávislý s náhodnými chybami maximálně  $\pm 4 \mu\text{V/V}$ . Z praktických důvodů při vlastním výpočtu linearizačních křivek není prováděn výpočet Monte Carlo. Místo toho jsou nejistoty přiřazeny empiricky na základě výše uvedených testovacích měření.



Obr. 3.83: Změřené napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V. Průhledný graf zobrazuje totéž měření po aplikaci vypočtené korekční křivky  $g()$ .



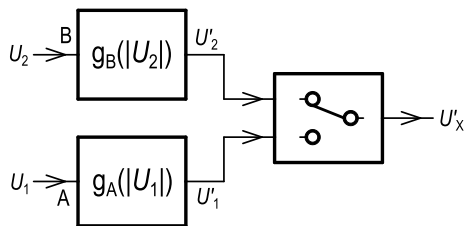
Obr. 3.84: Detail linearizované napěťové závislosti chyby poměru můstku pro měření poměru 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V.



Obr. 3.85: Nekorigovaná napěťová a kmitočtová závislost chyby měření časové konstanty  $\tau$  při měření poměru impedancí 1:3,5 pro kmitočtový rozsah 20 kHz až 1 MHz a napětí 7 mV až 0,6 V.

### 3.3.2.3.1 Rozšíření pro systémy se dvěma nelinearitami

Uvedená metoda linearizace vytěžuje skutečnost, že oba vstupy můstku sdílí tutéž nelinearitu  $g(\hat{U}_X)$  (viz obr. 3.77), ale lze ji rozšířit i pro případ, kdy jsou linearity na vstupech A a B různé podle obr. 3.86. Jedinou změnou je nutnost třetího pomocného měření napěťové závislosti mezivstupové chyby  $h(\hat{U}_X)$  pro poměr 1:1, tj. měření se spojenými vstupy A a B.



Obr. 3.86: Model měření se dvěma různými nelinearitami.

Pro maximální zjednodušení výpočtu lze jednoduše definovat mezivstupovou závislost podle vztahu:

$$h(|\hat{U}_X|) = \frac{g_B(|\hat{U}_X|)}{g_A(|\hat{U}_X|)}, \quad (3.63)$$

kde  $g_A(|\hat{U}_X|)$  a  $g_B(|\hat{U}_X|)$  jsou dva hledané přenosy. Tento poměr lze dosadit do rovnice 3.58:

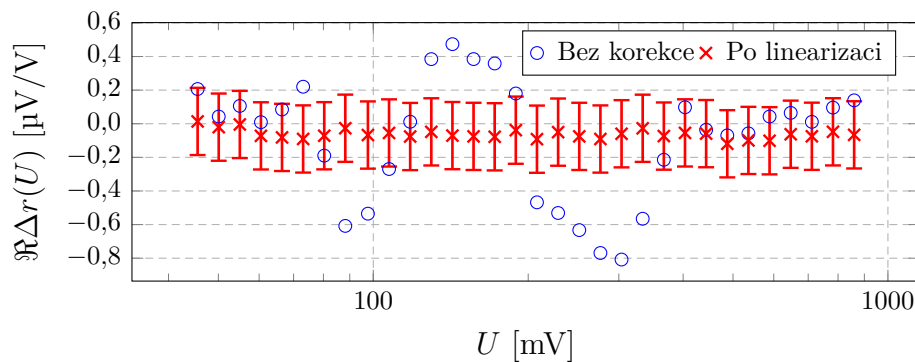
$$\hat{r}_{\text{CAL}} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \left( 1 + g_A(|\hat{U}_2|) - h(|\hat{U}_1|) \cdot g_A(|\hat{U}_1|) \right). \quad (3.64)$$

Následný postup hledání prvního přenosu  $g_A(|\hat{U}_X|)$  je již identický s případem s jednou společnou nelinearitou. Druhý přenos  $g_B(|\hat{U}_X|)$  je následně vypočten z rovnice 3.63:

$$g_B(|\hat{U}_X|) = h(|\hat{U}_X|) \cdot g_A(|\hat{U}_X|). \quad (3.65)$$

Postup tedy není výrazně složitější, ovšem vyžaduje další měření a tedy více času na kalibrace.

Metoda byla experimentálně testována na měřicím systému se dvěma precizními vzorkovacími multimetry Keysight 3458A. Ovšem i jejich jinak vynikající stabilita nebyla vzhledem k délce měření (cca 3 dny) dostatečná. Jejich linearita byla kalibrována přesným IVD s nastaveným poměrem 1:5 s kalibrační nejistotou  $0,2 \mu\text{V/V}$  a pomocným poměrem 1:2 na kmitočtu 27 Hz. Příklad vypočtené nelinearity jednoho z multimetrů je ukázán na obr. 3.81. Linearizované multimetry byly následně použity k přímému měření různých dělicích poměrů jiného pracovního IVD. Příklad změřené chyby poměru testovaného IVD před a po linearizaci včetně nejistot vypočtených technikou Monte Carlo je ukázán na obr. 3.87. Jak je patrné, metoda dokázala zredukovat chyby o více než řád a je tedy zjevně použitelná i pro měření v řádu nejistot  $10^{-7}$  ovšem za cenu podstatně delších měřicích časů, než např. přímé měření střídavým Josephsonovým kvantovým etalonem napětí (PJVS), který je již na ČMI k dispozici. Metoda by však mohla nalézt uplatnění např. s digitálními můstky se dvěma vysoce stabilními zdroji (viz kapitola 1.3.3), kde je kalibrace linearity rovněž zásadním limitujícím faktorem pro měření obecných poměrů impedance.



Obr. 3.87: Měření soufázové chyby indukčního děliče s poměrem 1:10 linearizovaným párem multimetrů Agilent 3458A.

### 3.3.2.4 Výpočet poměru impedancí

Po linearizaci napětí  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  následuje prostý výpočet komplexního poměru impedancí:

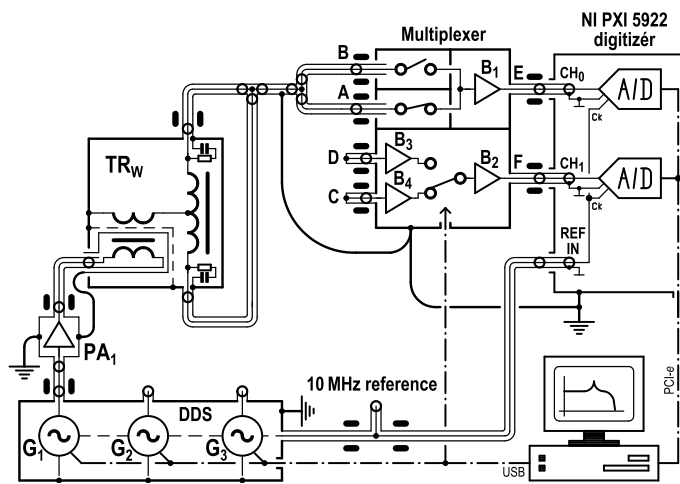
$$\hat{r} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}. \quad (3.66)$$

### 3.3.2.5 Korekce mezivstupové chyby přenosu multiplexeru

Dalším krokem je korekce mezivstupové chyby přenosu multiplexeru. Přestože byla snaha vyrobit oba vstupní moduly A a B identicky, je vlivem rozdílných kapacitních svodů a sériových impedancí jazýčkových kontaktů přenos vstupů mírně rozdílný. Tuto chybu je nutné korigovat. Její měření lze provádět dvěma způsoby. Jednodušší metoda je spojit oba vstupy A a B a připojit je na Wagnerův transformátor  $TR_W$  podle obr. 3.88. Pak stačí měřit komplexní poměr napětí na vstupech:

$$\hat{t}_{BA}(f) = \frac{\hat{U}_B(f)}{\hat{U}_A(f)}, \quad (3.67)$$

kde  $\hat{U}_A$  a  $\hat{U}_B$  jsou napětí změřená na vstupech A a B. Připojení přes transformátor  $TR_W$  je použito aby byly zajištěny identické podmínky s běžným použitím můstku, tj. stejná napájecí impedance. Jinak se projeví variace vstupní impedance vstupů A a B, jak bylo vysvětleno v kapitole 3.2.6.



Obr. 3.88: Zapojení můstku pro měření mezivstupové chyby přenosu vstupů A-B.

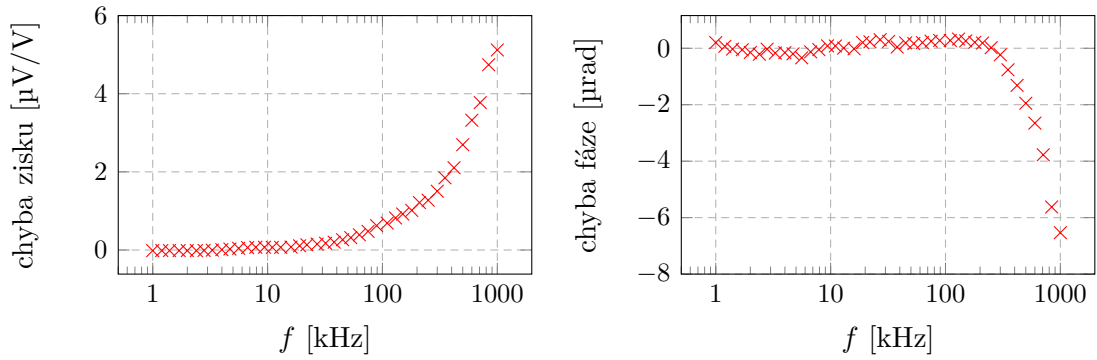
Alternativní metoda, nevyžadující přepojení kabeláže můstku, spočívá v použití dvou etalonů stejné nominální hodnoty  $Z_1$  a  $Z_2$ . Ty jsou k můstku připojeny standardně jako pro běžné měření a je změřen jejich kmitočtově závislý komplexní poměr  $\hat{r}_{0a}$ . Následně jsou etalony zaměněny a je znovu změřen jejich komplexní poměr  $\hat{r}_{0b}$ .

Kombinací obou měření lze vypočítat mezivstupovou chybu:

$$\hat{t}_{f_{BA}}^f(f) \approx \hat{r}_{0a}(f) \sqrt{\frac{\hat{r}_{0a}(f)}{\hat{r}_{0b}(f)}}. \quad (3.68)$$

Podmínkou použitelnosti je, že hodnoty impedance etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$  musí být co nejblíží a musí být po dobu měření stabilní. Výhodou je, že měření probíhá za zcela identických podmínek jako běžná měření. Rozdíl mezi metodami je zpravidla maximálně  $2 \mu\text{V/V}$  na  $1 \text{ MHz}$ . Příklad skutečného změřeného přenosu  $\hat{t}_{f_{BA}}^f(f)$  je ukázán v grafu na obr. 3.89. Tento přenos je použit ke korekci každého měřeného poměru impedancí  $\hat{r}$ :

$$\hat{r}' = \frac{\hat{r}}{\hat{t}_{f_{BA}}^f(f)}. \quad (3.69)$$



Obr. 3.89: Mezivstupová chyba hlavního kanálu multiplexeru při spojení vstupů A-B.

### 3.3.2.6 Korekce zatížení $H_{\text{POT}}$ svorek

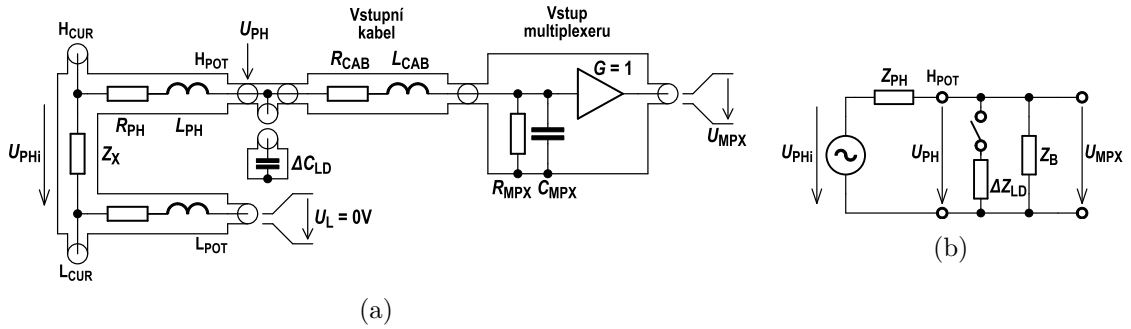
Významným zdrojem chyb měření nad  $100 \text{ kHz}$  je tzv. zatěžovací efekt  $H_{\text{POT}}$  svorek etalonů. Jedna z definičních podmínek měření impedance je nulový proud ze svorek  $H_{\text{POT}}$  porovnávaných etalonů, což je zřejmý požadavek, protože každý můstek by je zatěžoval jinak a vznikala by tudíž nedefinovaná chyba. Navržený digitální můstek neumožňuje z principu dosáhnout nulový proud z  $H_{\text{POT}}$  svorky, takže je třeba provádět korekci. Základní schéma ukazující problém zatížení  $H_{\text{POT}}$  svorky etalonu pro jeden z porovnávaných etalonů je ukázáno na obr. 3.90. Vliv impedance kabelu  $\hat{Z}_{\text{CAB}}$  lze ignorovat, protože její vliv je potlačen kalibrací mezivstupové chyby přenosu popsané v kapitole 3.3.2.5. Problém však představuje nenulová výstupní impedance  $H_{\text{POT}}$  svorky etalonu  $\hat{Z}_{\text{PH}}$  v kombinaci s konečnou vstupní impedancí multiplexeru a kabelu  $\hat{Z}_{\text{MPX}}$ . U  $\hat{Z}_{\text{PH}}$  je relevantní především indukčnost  $L_{\text{PH}}$ , která v kombinaci se vstupní kapacitou multiplexeru a kabelu  $C_{\text{MPX}}$  tvoří sériový rezonanční obvod. I etalony impedance, kde je vlastní impedanční prvek  $\hat{Z}_{\text{X}}$  připojen prakticky rovnou na BNC



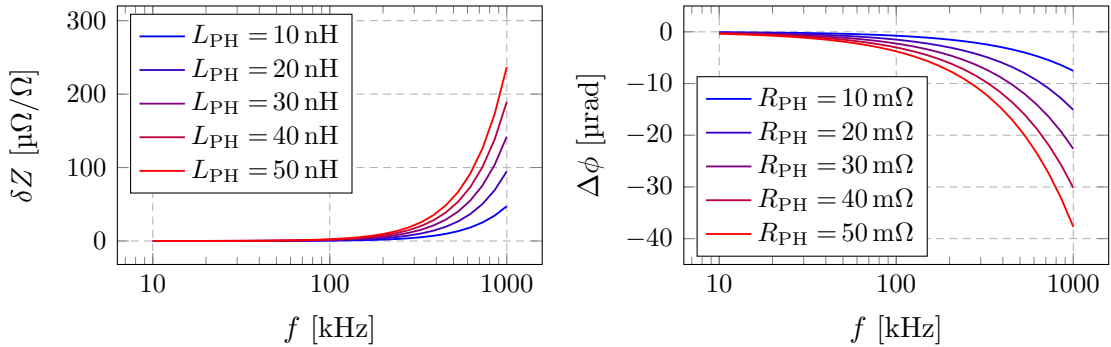
konektoru, vykazují indukčnost alespoň  $L_{PH} \approx 7$  nH. Vstupní kapacita multiplexeru s kabelem je cca  $C_{MPX} \approx 120$  pF. Zatěžovací chybu lze spočítat podle vztahu:

$$\frac{\hat{U}_{MPX}}{\hat{U}_{PHi}} = \frac{\hat{Z}_{MPX}}{\hat{Z}_{MPX} + \hat{Z}_{PH}}, \quad (3.70)$$

kde  $\hat{U}_{PHi}$  je vnitřní napětí etalonu odpovídající nulové zátěži. Příklad chyb způsobených touto zátěží je ukázán na obr. 3.91. Fázová chyba je sice relativně bezvýznamná, protože i 40  $\mu$ rad na 1 MHz je asi desetina nejistoty nejlepších referenčních etalonů fázového úhlu. Amplitudová chyba je však zcela zásadní. Její velikost roste přibližně s kvadrátem kmitočtu a je i násobně vyšší, než všechny ostatní chyby můstku.



Obr. 3.90: Zjednodušené náhradní schéma ukazující zatížení  $H_{POT}$  svorky etalonu. Vlevo fyzická reprezentace parazitních prvků, vpravo zjednodušené náhradní schéma.



Obr. 3.91: Chyba měřené impedance vlivem zatížení  $H_{POT}$  svorky v závislosti na sériové impedanci  $\hat{Z}_{PH}$ .

Pro korekci této chyby je třeba znát celkovou vstupní impedanci multiplexeru s kabelem  $\hat{Z}_{MPX}$ , kterou lze snadno změřit v rámci jeho kalibrace. Problémem je změřit výstupní impedanci  $H_{POT}$  svorky etalonu  $\hat{Z}_{PH}$ . K tomuto účelu byla ve vývojové fázi můstku používána manuální metoda s vkládáním přídavné známé kapacity  $\Delta\hat{Z}_{LD} \approx 200$  pF přes T-rozdvojku na výstupu  $H_{POT}$  svorky. Nejprve byl tedy změřen

referenční poměr etalonů  $\hat{r}_0(f)$ . Následně byla připojena impedance  $\Delta\hat{Z}_{LD}$  a poměr impedancí  $\hat{r}_{LD1}(f)$  byl změřen znovu. Z jejich poměru a známé hodnoty impedance přídavné kapacity  $\Delta\hat{Z}_{LD}$  bylo možné vypočítat výstupní impedanci  $\hat{Z}_{1PH}$  etalonu  $Z_1$ :

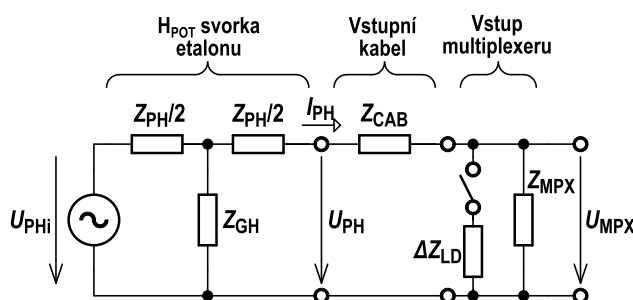
$$\hat{k}_{LD}(f) = \frac{\hat{r}_{LD1}(f)}{\hat{r}_0(f)}, \quad (3.71)$$

$$\hat{Z}_{1PH}(f) = \Delta\hat{Z}_{LD} \frac{1 - \hat{k}_{LD}(f)}{\hat{k}_{LD}(f)}, \quad (3.72)$$

kde  $\hat{k}_{LD}(f)$  je zatěžovací chyba etalonu. Stejný postup byl aplikován pro druhý etalon a byla získána impedance  $\hat{Z}_{2PH}(f)$ . Jakmile jsou známy tyto impedance, lze provést korekci měření  $\hat{r}(f)$ :

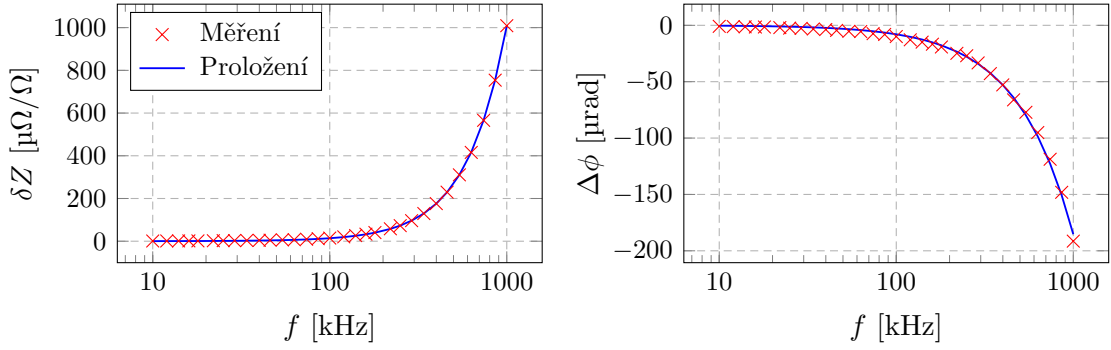
$$\hat{r}'(f) = \hat{r}(f) \frac{\hat{Z}_{1PH}(f) + \hat{Z}_{1MPX}(f)}{\hat{Z}_{1MPX}(f)} \cdot \frac{\hat{Z}_{2MPX}(f)}{\hat{Z}_{2PH}(f) + \hat{Z}_{2MPX}(f)}, \quad (3.73)$$

kde  $\hat{Z}_{1MPX}$  a  $\hat{Z}_{2MPX}$  jsou kalibrované vstupní impedance multiplexeru včetně kabelů. Operaci lze zjednodušit tím, že jsou impedance  $\hat{Z}_{1PH}(f)$  a  $\hat{Z}_{2PH}(f)$  považovány za kmitočtově nezávislé. Především díky skin efektu to sice ne zcela platí, ale význam chyby roste s kvadrátem kmitočtu, takže při kalibraci pouze na 1 MHz nevzniká na nižších kmitočtech chyba větší, než v řádu  $10^{-6}$ . Nevýhodou této metody ovšem je, že je třeba postup s ručním připojením a odpojením zátěže provádět na obou impedancích  $Z_1$  i  $Z_2$ , tj. celkem tři měření. Navíc pro mnoho etalonů byla tato metoda obtížně použitelná, protože měly omezenou stabilitu a tak docházelo k chybám odhadu i o jednotky nanohenry a desítky miliohmů. Proto byla u další verze multiplexeru implementována spínatelná kapacitní zátěž přímo do multiplexeru a je říditelná programově, jak bylo uvedeno na obr. 3.51 v kapitole 3.2.6.



Obr. 3.92: Plné náhradní schéma použité pro automatickou korekci vlivu zatížení  $H_{POT}$  svorky etalonu.

S touto spínanou kapacitou pracuje měřicí sekvence popsaná v kapitole 3.3.1.5. Získaná napětí z měřicí sekvence jsou dále zpracována na úbytky napětí na impedancích (viz kapitola 3.3.2.2). Výstupem automatické měřicí sekvence jsou napětí  $\hat{U}_{1-SA}$ ,



Obr. 3.93: Příklad měření zatěžovacího efektu a jeho proložení mocninnou funkcí.

$\hat{U}_{2\text{-SA}}$  pro přídatné zatížení etalonu  $Z_1$  a  $\hat{U}_{1\text{-SB}}$ ,  $\hat{U}_{2\text{-SB}}$  pro přídatné zatížení etalonu  $Z_2$  a samozřejmě  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  bez zátěže obou etalonů. Z těchto šesti napětí je vypočten zatěžovací efekt na obou etalonech:

$$\hat{k}_{1\text{LD}}(f) = \frac{\hat{U}_1(f)}{\hat{U}_2(f)} \cdot \frac{\hat{U}_{2\text{-SA}}(f)}{\hat{U}_{1\text{-SA}}(f)}, \quad (3.74)$$

$$\hat{k}_{2\text{LD}}(f) = \frac{\hat{U}_2(f)}{\hat{U}_1(f)} \cdot \frac{\hat{U}_{1\text{-SB}}(f)}{\hat{U}_{2\text{-SB}}(f)}, \quad (3.75)$$

kde  $\hat{k}_{1\text{LD}}(f)$  a  $\hat{k}_{2\text{LD}}(f)$  jsou změřené vlivy zátěže  $\Delta\hat{Z}_{\text{LD}}$  podle schématu na obr. 3.92 pro etalony  $Z_1$  a  $Z_2$ . Změřené závislosti  $\hat{k}_{1\text{LD}}(f)$  a  $\hat{k}_{2\text{LD}}(f)$  jsou na nízkých kmitočtech poněkud zašuměné, takže jsou vyhlazeny proložením mocninnou funkcí. Příklad skutečného měření a jeho proložení je ukázán na obr. 3.93. Vzhledem k umístění spínané kapacity až do multiplexeru je z  $\hat{k}_{1\text{LD}}(f)$  a  $\hat{k}_{2\text{LD}}(f)$  získána celková efektivní sériová impedance včetně kabelu:

$$\hat{Z}_{1\text{PH}}'(f) \approx \Delta\hat{Z}_{1\text{LD}} \frac{1 - \hat{k}_{1\text{LD}}(f)}{\hat{k}_{1\text{LD}}(f)}, \quad (3.76)$$

$$\hat{Z}_{2\text{PH}}'(f) \approx \Delta\hat{Z}_{2\text{LD}} \frac{1 - \hat{k}_{2\text{LD}}(f)}{\hat{k}_{2\text{LD}}(f)}. \quad (3.77)$$

Od těchto impedancí jsou odečteny sériové impedance kabelů  $\hat{Z}_{\text{CAB}}$ , takže jsou získány vlastní sériové impedance svorek  $\hat{Z}_{\text{PH}}(f)$ :

$$\hat{Z}_{1\text{PH}}(f) = \hat{Z}_{1\text{PH}}'(f) - \hat{Z}_{1\text{CAB}}, \quad (3.78)$$

$$\hat{Z}_{2\text{PH}}(f) = \hat{Z}_{2\text{PH}}'(f) - \hat{Z}_{2\text{CAB}}. \quad (3.79)$$

Kapacita modelu  $H_{\text{POT}}$  svorek  $\hat{Z}_{\text{GH}}$  musí být odhadnuta nebo změřena. Její vliv je pro běžné etalony sice jen v řádu  $10^{-6}$ , ale pro různé adaptéry pro koaxiální bočníky dosahuje i řádu  $10^{-5}$ . Finální krok je výpočet korekce pro nulový proud z

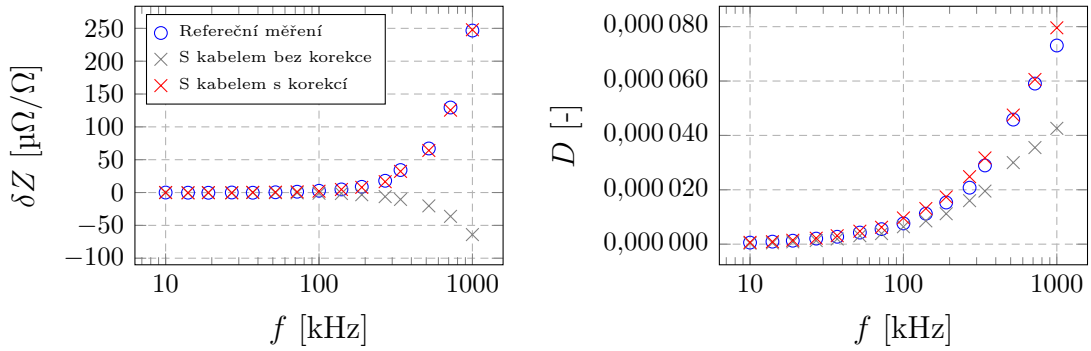
$H_{\text{POT}}$  svorek  $\hat{I}_{\text{PH}} = 0 \text{ A}$ :

$$\hat{c}_1(f) = \frac{(4\hat{Z}_{1\text{GH}} + 2\hat{Z}_{1\text{PH}})\hat{Z}_{1\text{MPX}} + (4\hat{Z}_{1\text{HP}} + 4\hat{Z}_{1\text{CAB}})\hat{Z}_{1\text{GH}} + \hat{Z}_{1\text{PH}}^2 + 2\hat{Z}_{1\text{CAB}}\hat{Z}_{1\text{HP}}}{(4\hat{Z}_{1\text{GH}} + 2\hat{Z}_{1\text{PH}})\hat{Z}_{1\text{MPX}}}, \quad (3.80)$$

$$\hat{c}_2(f) = \frac{(4\hat{Z}_{2\text{GH}} + 2\hat{Z}_{2\text{PH}})\hat{Z}_{2\text{MPX}} + (4\hat{Z}_{2\text{HP}} + 4\hat{Z}_{2\text{CAB}})\hat{Z}_{2\text{GH}} + \hat{Z}_{2\text{PH}}^2 + 2\hat{Z}_{2\text{CAB}}\hat{Z}_{2\text{HP}}}{(4\hat{Z}_{2\text{GH}} + 2\hat{Z}_{2\text{PH}})\hat{Z}_{2\text{MPX}}}, \quad (3.81)$$

$$\hat{r}'(f) = \hat{r}(f) \cdot \frac{\hat{c}_2(f)}{\hat{c}_1(f)}. \quad (3.82)$$

Korekce byla verifikována jednak modelem ve Spice (kapitola 3.4) a dále praktickým experimentem jehož výsledek je ukázán na obr. 3.94. V rámci experimentu byl nejprve změřen referenční poměr impedancí (modré body). Dále byl do série s  $H_{\text{POT}}$  svorkou vložen úsek koaxiálního kabelu známých parametrů a měření bylo zopakováno bez přidavné korekce kabelu (šedé body) a následně s korekcí na vložený úsek (červené body). Korekce snížila chybu, způsobenou vloženým úsekem na asi  $2 \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz, tj. cca o dva řády. V praxi se vyšší hodnoty sériové impedance  $H_{\text{POT}}$  svorky prakticky nevyskytují, takže jde o velmi dobrý výsledek.



Obr. 3.94: Ověření funkčnosti korekce zatěžovacího efektu vložením koaxiálního kabelu do série s  $H_{\text{POT}}$  svorkou. Vložený úsek kabelu měl parametry cca 47 nH, 30 mΩ a 16 pF.

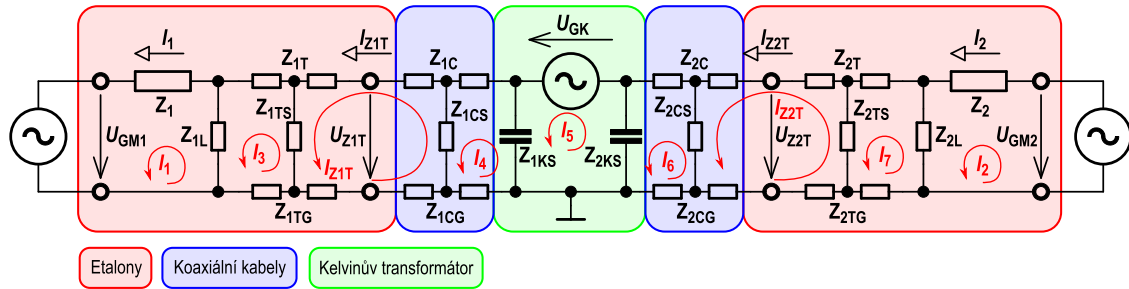
### 3.3.2.7 Korekce chyb Kelvinova obvodu a offsetu nulového detektoru

Poslední nutnou korekcí je korekce chyby Kelvinova obvodu včetně vlivu offsetu nulového detektoru. Impedanční můstky jsou založeny na myšlence rovnosti proudů oběma etalony  $Z_1$  a  $Z_2$ , tj.  $\hat{I}_1 = \hat{I}_2$  podle schématu na obr. 3.95. Jen za této podmínky platí jednoduchý vztah o poměru impedancí:

$$\hat{Z}_2 = \hat{Z}_1 \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}, \quad (3.83)$$

kde  $\hat{U}_1$  a  $\hat{U}_2$  jsou změřené úbytky na impedancích. Podmínka rovnosti  $\hat{I}_1 = \hat{I}_2$  ovšem není automaticky splněna. Tato podmínka může platit jen pokud je spoj mezi

impedancemi  $Z_1$  a  $Z_2$  plně symetrický a to včetně impedancí  $L_{\text{CUR}}$  svorek etalonů a včetně kapacitních svodů v transformátoru samotném. Jinak dochází přes impedance kabelů  $\hat{Z}_{1\text{TS}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{TS}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{CS}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{CS}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{KS}}$  a  $\hat{Z}_{2\text{KS}}$  k nesymetrickým svodům a proudy etalony nejsou identické. Transformátor a jeho propojovací kabely sice lze vyrobit symetricky, ale to není dostatečné, protože výstupní impedance  $L_{\text{CUR}}$  svorek etalonů, resp. použitých adaptérů, identické nebudou. Proto je třeba pro kmitočty nad pár desítek kilohertz aplikovat korekci na základě známého modelu celého Kelvinova obvodu podle obr. 3.95.



Obr. 3.95: Náhradní schéma Kelvinova obvodu.

Prvky  $\hat{Z}_{1\text{T}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{TG}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{T}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{TG}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{TS}}$  a  $\hat{Z}_{2\text{TS}}$  představují model  $L_{\text{CUR}}$  svorek etalonů. Prvky  $\hat{Z}_{1\text{C}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{CG}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{C}}$ ,  $\hat{Z}_{2\text{CG}}$ ,  $\hat{Z}_{1\text{CS}}$  a  $\hat{Z}_{2\text{CS}}$  představují modely koaxiálních kabelů ke Kelvinovu transformátoru a prvky  $\hat{Z}_{1\text{KS}}$  a  $\hat{Z}_{2\text{KS}}$  představují kapacitní svody v transformátoru, které nejsou zcela stranově symetrické. Zbývající impedance  $\hat{Z}_{1\text{L}}$  a  $\hat{Z}_{2\text{L}}$  jsou vstupní impedance pomocného kanálu multiplexeru včetně kabelů. Ty jsou důležité kvůli korekci offsetu nulového detektoru můstku, který je vyhodnocen měřicí sekvencí dle kapitoly 3.3.1.3. Celý obvod lze popsat metodou smyčkových proudů:

$$\mathbf{S}_{\text{KE}} \cdot \mathbf{I}_{\text{SKE}} = \mathbf{U}_{\text{SKE}}, \quad \mathbf{S}_{\text{KE}} \cdot \begin{bmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_3 \\ \hat{I}_{\text{Z1T}} \\ \hat{I}_4 \\ \hat{I}_5 \\ \hat{I}_6 \\ \hat{I}_{\text{Z2T}} \\ \hat{I}_7 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_{\text{GM1}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{\text{GK}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{\text{GM2}} \end{bmatrix}, \quad (3.84)$$

kde  $\mathbf{S}_{\text{KE}}$  je matice systému (pro své rozměry není rozepsána),  $\mathbf{U}_{\text{SKE}}$  matice generovaných napětí a  $\mathbf{I}_{\text{SKE}}$  je matice hledaných proudů. Tento systém nelze jednoduše řešit analyticky a navíc je třeba zohlednit offset nulového detektoru. Pro řešení tohoto systému bylo tedy zvoleno numerické iterační řešení, které přesně simuluje funkci můstku, resp. simuluje jeho vyvažování. Všechny impedance modelu jsou známy, byť

impedance  $\hat{Z}_1$  a  $\hat{Z}_2$  jsou v této fázi výpočtu pouze přibližné. Napětí zdrojů  $\hat{U}_{GM1}$ ,  $\hat{U}_{GM2}$  a  $\hat{U}_{GK}$ , stejně jako všechny proudy systému, jsou neznámé. Postup řešení je tedy následující:

1. Výpočet počátečního odhadu napětí simulovaných napájecích napětí  $\hat{U}_{GM1}$  a  $\hat{U}_{GM2}$  podle přibližně známého poměru impedancí  $\hat{Z}_1$  a  $\hat{Z}_2$ :

$$\hat{r}_{M12} = \frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2}, \quad (3.85)$$

$$\hat{U}_{GM1} = 1 - \hat{r}_{M12}, \quad (3.86)$$

$$\hat{U}_{GM2} = \hat{r}_{M12}. \quad (3.87)$$

Počáteční nastavení simulovaného Kelvinova generátoru  $\hat{U}_{GK} = 0$  a počáteční nastavení simulovaného generátoru offsetu nulového detektoru  $\hat{U}_{GD} = 0$ .

2. Simulace měření napětí  $L_{POT}$  svorek multiplexerem v polohách A-C a B-D, tj. řešení dvou systémů  $\mathbf{S}_{KE} \cdot \mathbf{I}_{SKE,A} = \mathbf{U}_{SKE,A}$  pro simulované měření v poloze A-C a  $\mathbf{S}_{KE} \cdot \mathbf{I}_{SKE,B} = \mathbf{U}_{SKE,B}$  pro simulované měření na vstupu B-D:

$$\mathbf{I}_{SKE,A} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{A,1} \\ \hat{I}_{A,3} \\ \hat{I}_{A,T1} \\ \hat{I}_{A,4} \\ \hat{I}_{A,5} \\ \hat{I}_{A,6} \\ \hat{I}_{A,T2} \\ \hat{I}_{A,7} \\ \hat{I}_{A,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_{SKE,A} = \begin{bmatrix} \hat{U}_{GM1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{GK} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{GM2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{SKE,B} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{B,1} \\ \hat{I}_{B,3} \\ \hat{I}_{B,T1} \\ \hat{I}_{B,4} \\ \hat{I}_{B,5} \\ \hat{I}_{B,6} \\ \hat{I}_{B,T2} \\ \hat{I}_{B,7} \\ \hat{I}_{B,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}_{SKE,B} = \begin{bmatrix} \hat{U}_{GM1} + \hat{U}_{GD} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{GK} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \hat{U}_{GM2} - \hat{U}_{GD} \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

3. Výpočet napětí  $L_{POT}$  svorek:

$$\hat{U}_{Z1L} = (\hat{I}_{A,1} - \hat{I}_{A,3})\hat{Z}_{1L}, \quad (3.89)$$

$$\hat{U}_{Z2L} = (\hat{I}_{B,7} - \hat{I}_{B,2})\hat{Z}_{2L}, \quad (3.90)$$

$$\hat{U}_{A,Z2L} = (\hat{I}_{A,7} - \hat{I}_{A,2})\hat{Z}_{2L}, \quad (3.91)$$

kde  $\hat{U}_{Z1L}$  je napětí  $L_{POT}$  svorky etalonu  $Z_1$ ,  $\hat{U}_{Z2L}$  je napětí  $L_{POT}$  svorky etalonu  $Z_2$  a  $\hat{U}_{A,Z1L}$  je napětí  $L_{POT}$  svorky etalonu  $Z_1$  během měření etalonu  $Z_2$ .

4. Výpočet aktuálního stavu vyvážení můstku:

$$\hat{U}_W = 0,5 (\hat{U}_{Z1L} + \hat{U}_{Z2L}), \quad (3.92)$$

$$\hat{U}_K = \hat{U}_{Z2L} - \hat{U}_{Z1L}, \quad (3.93)$$

$$\hat{U}_{NX} = \hat{U}_{A,Z2L} - \hat{U}_{Z2L}, \quad (3.94)$$

kde  $\hat{U}_W$  je Wagnerovo napětí,  $\hat{U}_K$  je Kelvinovo napětí a  $\hat{U}_{NX}$  je offset nulového detektoru.

5. Výpočet nového nastavení simulovaných generátorů  $\hat{U}_{\text{GM1}}$ ,  $\hat{U}_{\text{GM2}}$ ,  $\hat{U}_{\text{GK}}$  a  $\hat{U}_{\text{GD}}$ :

$$\hat{r}_{\text{M12}}(i+1) = \hat{r}_{\text{M12}}(i) - \hat{U}_{\text{W}} \cdot \hat{c}_{\text{M}}, \quad (3.95)$$

$$\hat{U}_{\text{GM1}}(i+1) = 1 - \hat{r}_{\text{M12}}(i+1), \quad (3.96)$$

$$\hat{U}_{\text{GM2}}(i+1) = \hat{r}_{\text{M12}}(i+1), \quad (3.97)$$

$$\hat{U}_{\text{GK}}(i+1) = \hat{U}_{\text{GK}}(i) - \hat{U}_{\text{K}} \cdot \hat{c}_{\text{K}}, \quad (3.98)$$

$$\hat{U}_{\text{GD}}(i+1) = \hat{U}_{\text{GD}}(i) + (\hat{U}_{\text{N}} - \hat{U}_{\text{NX}}) \cdot \hat{c}_{\text{D}}, \quad (3.99)$$

kde  $\hat{c}_{\text{M}}$ ,  $\hat{c}_{\text{K}}$  a  $\hat{c}_{\text{D}}$  jsou sečny Newtonovy metody získané obdobně jako v normálním procesu vyvažování můstku podle kapitoly 3.3.1.2.

6. Opakování od bodu 2 dokud neklesnou zbytková napětí  $|\hat{U}_{\text{W}}|$  a  $|\hat{U}_{\text{K}}|$  a  $|\hat{U}_{\text{NX}} - \hat{U}_{\text{N}}|$  pod cca  $10^{-8}$ . To obvykle vyžaduje asi 4 až 5 iterací.

7. Výpočet korekce poměru impedancí:

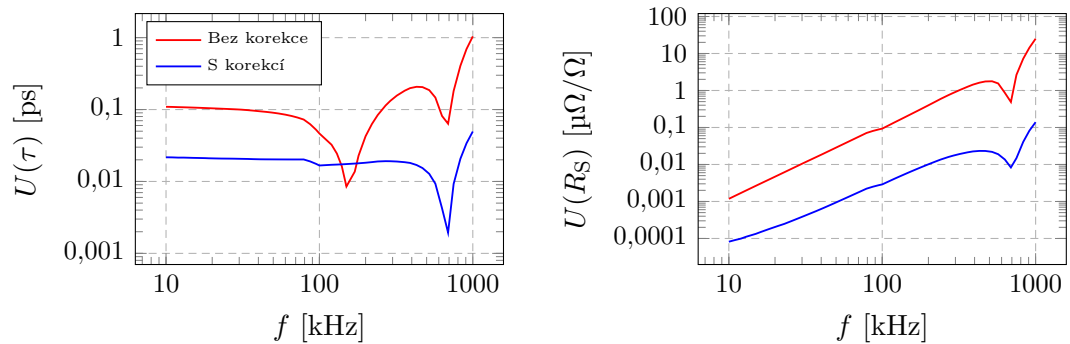
$$\hat{k}_{\text{KE}} = \frac{\hat{U}_{\text{GM2}} - \hat{U}_{\text{GD}}}{\hat{U}_{\text{GM1}}} \cdot \frac{\hat{I}_{\text{A,T1}}}{\hat{I}_{\text{A,3}}} \cdot \frac{\hat{I}_{\text{B,7}}}{\hat{I}_{\text{B,T2}}}, \quad (3.100)$$

$$\hat{r}'(f) = \hat{r}(f) \cdot \hat{k}_{\text{KE}}, \quad (3.101)$$

kde  $\hat{r}'(f)$  je korigovaný poměr měřených impedancí a  $f$  je aktuální kmitočet.

8. Opakování pro každý měřený kmitočet  $f$  od bodu 1.

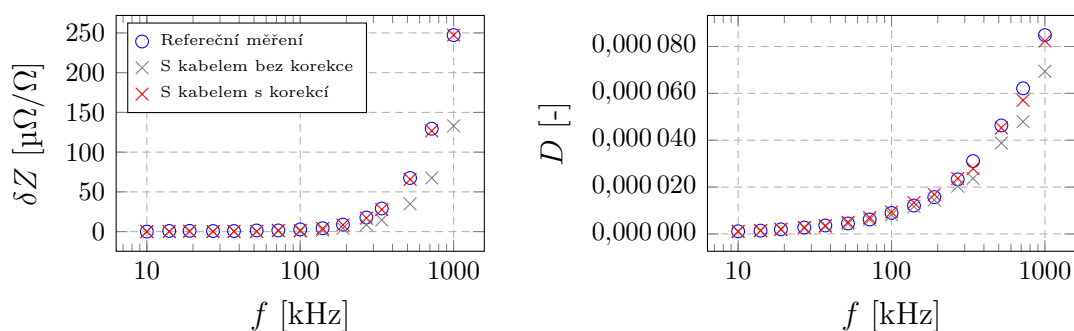
Vzhledem ke komplikovanosti této korekce bylo nutné výpočet řádně verifikovat. Proto byl tento korekční mechanismus jednak testován modelem ve Spice (kapitola 3.4) a následně byl proveden praktický experiment. Příklad v grafu na obr. 3.96 ukazuje účinnost korekce offsetu nulového detektoru pro měření poměru impedancí 1:10 k $\Omega$  získanou ze Spice modelu. Zde došlo k řádovému snížení chyby poměru.



Obr. 3.96: Příklad chyby můstku vlivem offsetu nulového detektoru s korekcí a bez korekce pro měření poměru odporů 1:10 k $\Omega$ .

Praktický experiment byl proveden vkládáním známého úseku kabelu do série s Kelvinovým transformátorem (za  $L_{\text{CUR}}$  svorku jednoho z etalonů). Nejprve byl

změřen referenční poměr impedancí (modré značky v grafu na obr. 3.97). Dále byl do série s  $L_{\text{CUR}}$  svorkou etalonu  $Z_2$  vložen úsek koaxiálního kabelu známých parametrů (šedé značky v grafu na obr. 3.97). O tyto parametry byla navýšena korekce impedance  $\hat{Z}_{2C}$ ,  $\hat{Z}_{2CG}$  a  $\hat{Z}_{2CS}$  a bylo provedeno další měření (červené značky v grafu na obr. 3.97). Korekce dle očekávání minimalizovala chybu na asi  $2 \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz. Funkčnost korekce byla také testována záměnou výstupů Kelvinova transformátoru a adekvátní záměnou parametrů korekce (prohození stran  $Z_1$  a  $Z_2$ ). Pozorované změny měřeného poměru impedancí byly rovněž jen cca  $1 \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz. Tímto byly zároveň verifikovány všechny kalibrační parametry modelu Kelvinova obvodu.

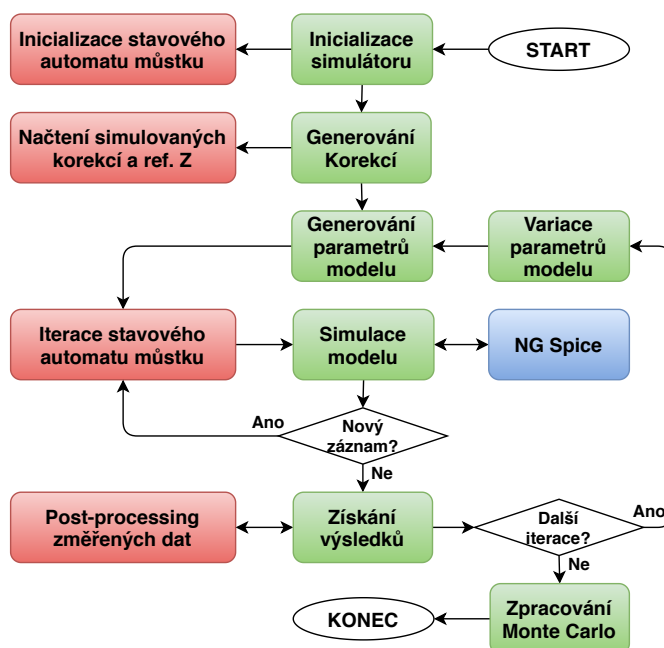


Obr. 3.97: Ověření funkčnosti korekce chyby Kelvinova obvodu vložením koaxiálního kabelu do série s  $L_{\text{CUR}}$  svorkou. Vložený úsek kabelu měl cca 47 nH, 32 m $\Omega$  a 16 pF.



### 3.4 Model můstku, numerická validace a rozbor nejistot měření

Realizovaný můstek je obvodově značně komplikovaný a s větším kmitočtovým rozsahem již nelze jednoduše intuitivně odhadnout vliv jednotlivých komponent, jako např. vliv parametrů kabelů či tlumivek, na chyby měření. Navíc SW můstku aplikuje na změřená napětí řadu korekcí, jejichž správnost bylo nutné ověřit. Samotný proces vyvažování můstku je rovněž komplexní, takže jeho ladění přímo na HW není efektivní. Z toho důvodu byl již od prvních verzí můstku postupně vyvíjen jeho obvodový simulátor. Ten využívá skutečnost, že řízení vlastního HW můstku je realizováno v LabVIEW, zatímco stavový automat procesů vyvažování a vlastního měření a veškeré zpracování dat je realizováno sadou funkcí v GNU Octave (viz. blokový diagram na obr. 3.57 v kapitole 3.3). Tato zdánlivá komplikace poskytuje unikátní možnost nahradit LabVIEW část SW obvodovým simulátorem můstku a tak snadno validovat jeho funkci, ladit vyvažovací algoritmy, provádět citlivostní analýzu na změny parametrů jednotlivých obvodových prvků a také počítat nejistotu měření technikou Monte Carlo.



Obr. 3.98: Zjednodušené blokové schéma simulátoru vzorkovacího můstku: Červená - m-funkce SW můstku; Zelená - m-funkce simulátoru; Modrá - obvodový simulátor Spice.

Jednotlivé vývojové verze můstku pro kmitočty do 100 kHz měly relativně jedno-

duché schéma korekcí a řadu chyb bylo navíc možné zanedbat. Díky tomu postačila na obvodovou simulaci jednoduchá a relativně malá matice podle metody smyčkových proudů řešená přímo v GNU Octave. Nicméně pro 1 MHz variantu můstku se již model můstku i korekce značně zkomplikovaly, takže byla samotná simulace přesunuta do prostředí Spice. Konkrétně byl pro řešení obvodu zvolen moderní a dobře optimalizovaný nástroj NG Spice [42].

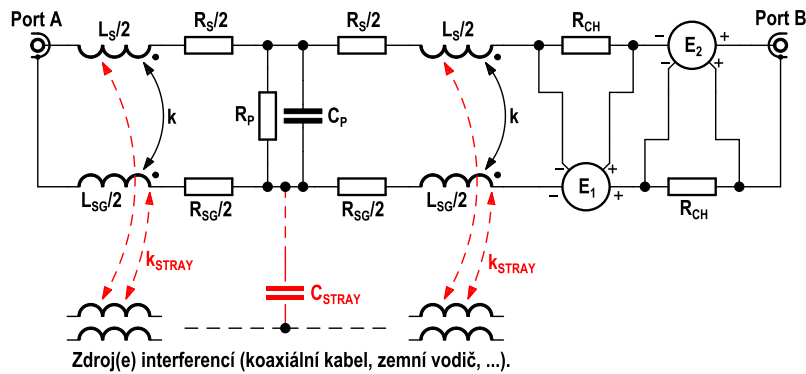
Základní blokové schéma integrace Spice simulátoru se SW můstku je ukázáno na obr. 3.98. Simulátor vygeneruje podle zadaných pravidel simulované korekční soubory, resp. nedokonalosti můstku a dva simulované etalony impedance  $Z_1$  a  $Z_2$  včetně různých parazitních jevů, jako např. impedance pláště etalonu. Tytéž parametry jsou pak dosazovány do komponent Spice modelu. Následně je spuštěn normální proces měření jako s reálným HW, jen m-funkce můstku získávají simulovaná napětí vracená Spice simulátorem namísto průběhů z digitizérů. Pokud všechny m-funkce můstku fungují jak mají, musí být korekcemi můstku všechny simulované chyby potlačeny a „změřená“ impedance neznámého etalonu musí odpovídat simulované hodnotě. Jedinou úpravou, která není ekvivalentní běžnému provozu můstku je, že bylo měření kmitočtových závislostí můstkem rozloženo z jedné dlouhé sekvence s  $N$  kmitočty na  $N$  sekvencí po jednom kmitočtu. Díky tomu bylo možné využít vícejádrové procesory, resp. superpočítač dostupný na ČMI, k paralelnímu výpočtu více (všech) kmitočtů současně. Tím se řádově zkrátil čas výpočtu.  $N$  dílčích výsledků je po simulaci opět sloučeno do jednoho a teprve na toto sloučené měření jsou aplikovány korekce jako při normálním použití můstku. Korektnost tohoto procesu rozdělení a sloučení byla validována porovnáním simulace v sekvenci a paralelně.

### 3.4.1 Modelování komponent

Celý SW můstku aplikuje všechny korekce v kmitočtové oblasti (simulace pomocí direktivy „AC“). Proto i model můstku byl navržen pro režim harmonické analýzy. Kmitočtové závislosti jednotlivých komponent jsou řešeny tak, že jsou jim parametry přiřazovány dynamicky pro každý kmitočet a nastavenou cestu multiplexeru. Autor si je vědom, že by model byl věrohodnější, kdyby byly všechny prvky vybaveny reálnými modely včetně nelinearity, ovšem kombinace se zbytkem můstku, který pracuje v harmonickém režimu by byla značně komplikovaná. Jedinou možností by bylo simulovat i proces jeho kalibrace pomocí téhož Spice modelu, ovšem toto řešení prozatím z důvodů časové náročnosti nebylo realizováno. Proto byl model realizován čistě pro harmonickou analýzu, která se jevila, vzhledem k vlastnostem můstku prokázaných experimentálním měřením, jako dostatečná.

Parametry jednotlivých komponent jsou založené na měření kmitočtově závislých impedančních charakteristik jednotlivých prvků. Tato měření byla provedena na

hotových komponentách nebo i na jejich dílčích součástech během jejich konstrukce (např. transformátory). Většina prvků modelu bylo možné dostatečně věrohodně realizovat základními komponentami prostředí Spice. Jedinou větší komplikací bylo modelování koaxiálních kabelů s tlumivkami. Prostředí Spice sice obsahuje příkaz „T“ pro simulaci vedení a např. v prostředí LTspice existuje nadstavba pro ztrátové vedení, ale ani jeden z těchto modelů neumožňuje simulaci vlastní indukčnosti vedení a zejména pak komplexní permeabilitu tlumivky. Proto byla sestavena jednoduchá aproximace podle schématu na obr. 3.99.



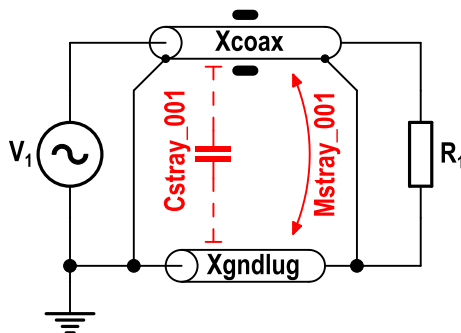
Obr. 3.99: Náhradní schéma použité pro simulaci koaxiálních kabelů s koaxiální tlumivkou s komplexní permeabilitou. Červeně jsou vyznačeny automaticky generované interference s dalšími prvky schématu.

Prvky  $R_S$ ,  $L_S$  a  $R_{SG}$ ,  $L_{SG}$  jsou vlastní sériová impedance jádra a pláště kabelu. Prvky  $C_P$  a  $R_P$  jsou paralelní impedance kabelu. Charakteristická impedance zkratované smyčky kabelu je nastavena činitelem vazby  $k$ . Vlastní indukčnost koaxiální tlumivky je součástí indukčností  $L_S$  a  $L_{SG}$ . Reálná složka impedance tlumivky (vliv imaginární složky permeability) je aproximován pomocí odporů  $R_{CH}$  a řízených zdrojů napětí  $E_1$  a  $E_2$ . Prvky  $k_{STRAY}$  a  $C_{STRAY}$  jsou automaticky generované magnetické a kapacitní vazby na další kabely v modelu (viz dále).

### 3.4.2 Modelování interferencí

Realizovaný model můstku umožňuje snadno testovat vlivy velikostí tlumivek, délek kabelů a dalších parametrů. Neumožňuje ovšem sám o sobě testovat magnetické a kapacitní vazby mezi jednotlivými prvky modelu. Je samozřejmě prakticky neproveditelné definovat ručně v editoru schémat Spice činitele vazeb mezi např. všemi páry koaxiálních kabelů a pomocných zemních vodičů, protože se jedná o stovky vazeb. Navíc nelze definovat vazbu přímo do prvků uvnitř modelů, protože ty nejsou pro jiné instance téhož modelu ve schématu viditelné. Z toho důvodu byla vyvinuta sada

m-funkcí, které tyto vazby vygenerují dodatečně do Spice NET-listu pomocí několika jednoduchých kroků.



Obr. 3.100: Příklad generování parazitní vazby mezi koaxiálním kabelem a zemním vodičem. Parazitní vazby jsou zvýrazněny červeně.

Tento postup je ukázán na konkrétním příkladu na obr. 3.100. Tomuto zapojení odpovídá v jazyce Spice následující NET list:

```
1 * F:\Data\LVprog\Z_bridge_v4\octave_script\sim\spice_temp\test.asc
2 Xcoax N001 N002 0 N003 COAXCAB Rs=0.05 Ls=1e-6 RsG=0.03 LsG=0.9e-6 k=0.8 Rch=10 Cp=105e-12 Rp
  =10e6
3 Xgndlug 0 N003 GNDLUG Rs=0.01 Ls=200e-9
4 V1 N001 0 AC 1
5 R1 N002 N003 10
6 .lib ZbrgLib.cir ZbrgLib
7 .end
```

Knihovna „ZbrgLib.cir“ definující modely koaxiálního kabelu a zemního vodiče je popsána následujícím kódem:

```
1 * Z-bridge components library
2 .LIB ZbrgLib
3
4 * Coax cable with choke having real component
5 .SUBCKT COAXCAB LA LB RA RB Rs=0.05 Ls=250e-9 RsG=0.05 LsG=250e-9 k=0.9 Cp=105e-12 Rp=1e9 Rch
  =1e-9
6 * high wire
7 R1 LA n001 {Rs}
8 L1 n001 n002 {Ls} $ <L> - high side tag for inductor for parasitic coupling simulation
9 L2 n002 n003 {Ls} $ <L2> - high side tag for inductor for parasitic coupling simulation
10 R2 n003 n007 {Rs}
11 K1 L1 L3 {k}
12 * low wire
13 R3 RA n004 {RsG}
14 L3 n004 n005 {LsG} $ <Lg> - low side tag for inductor for parasitic coupling simulation
15 L4 n005 n006 {LsG} $ <Lg2> - low side tag for inductor for parasitic coupling simulation
16 R4 n006 n009 {RsG}
17 K2 L2 L4 {k}
18 * shunting Y
19 C1 n002 n005 {Cp} $ <C:2> - node tag for capacitor for parasitic coupling simulation
20 R5 n002 n005 {Rp}
21 * choke real component simulated
```

```

22 R6 n007 n008 {Rch}
23 E1 n009 n010 n007 n008 1
24 R7 n010 RB {Rch}
25 E2 n008 LB n010 RB 1
26 .ENDS COAXCAB
27
28 * Ground lug
29 .SUBCKT GNDLUG LA LB Rs=0.05 Ls=250e-9
30 R1 LA n001 {Rs} $ <C:2> - node tag for capacitor for parasitic coupling simulation
31 L1 n001 LB {Ls} $ <L> - high side tag for inductor for parasitic coupling simulation
32 .ENDS GNDLUG
33
34 .ENDL

```

Komentáře „L... \$<name>“ u vybraných prvků označují cívky do kterých bude generována parazitní magnetická vazba pomocí příkazů „K“ (činitel vazby). Komentáře „... \$<name:node\_index>“ označují uzly, do kterých bude generována parazitní kapacitní vazba. V rámci simulace je jako první volána m-funkce, která rozvine obsah knihoven do NET-listu modelu můstku aby bylo možné generovat vazby mezi vnitřními komponentami modelů jednotlivými prvky. Následně jsou další m-funkcí vygenerovány vzájemné vazby mezi zvolenými prvky, např.:

```

1 % [stray] = z_sim_stray_values(names, mean_M, unc_M, mean_C, unc_C);
2 stray = z_sim_stray_values({'coax','gndlug'}, 0, 100e-9, 0, 10e-12);

```

Tento příkaz generuje všechny možné kombinace vazeb mezi prvky modelu definované v množině „names“. V tomto případě jsou možné jen čtyři činitele vazeb a jedna kapacita. Pro jednoduchost systém předpokládá, že vazba do jádra i pláště kabelu je identická, protože rozdíl vazeb je vzhledem ke vzdálenosti mezi kabely/vodiči minimální. Vygenerovaný NET list je potom následující:

```

1 * F:\Data\LVprog\Z_bridge_v4\octave_script\sim\spice_temp\test.asc
2 R1COAXCAB01 N001 n001COAXCAB01 0.05
3 L1COAXCAB01 n001COAXCAB01 n002COAXCAB01 1e-6
4 L2COAXCAB01 n002COAXCAB01 n003COAXCAB01 1e-6
5 R2COAXCAB01 n003COAXCAB01 n007COAXCAB01 0.05
6 K1COAXCAB01 L1COAXCAB01 L3COAXCAB01 0.8
7 R3COAXCAB01 0 n004COAXCAB01 0.03
8 L3COAXCAB01 n004COAXCAB01 n005COAXCAB01 0.9e-6
9 L4COAXCAB01 n005COAXCAB01 n006COAXCAB01 0.9e-6
10 R4COAXCAB01 n006COAXCAB01 n009COAXCAB01 0.03
11 K2COAXCAB01 L2COAXCAB01 L4COAXCAB01 0.8
12 C1COAXCAB01 n002COAXCAB01 n005COAXCAB01 105e-12
13 R5COAXCAB01 n002COAXCAB01 n005COAXCAB01 10e6
14 R6COAXCAB01 n007COAXCAB01 n008COAXCAB01 10
15 E1COAXCAB01 n009COAXCAB01 n010COAXCAB01 n007COAXCAB01 n008COAXCAB01 1
16 R7COAXCAB01 n010COAXCAB01 N003 10
17 E2COAXCAB01 n008COAXCAB01 N002 n010COAXCAB01 N003 1
18 R1GNDLUG01 0 n001GNDLUG01 0.01
19 L1GNDLUG01 n001GNDLUG01 N003 200e-9
20 V1 N001 0 AC 1
21 R1 N002 N003 10
22
23 * Automatically generated stray couplings

```

```

24 .param k_stray001={max(min(M_stray001/sqrt(abs(1e-6*200e-9))),0.999),-0.999)}
25 Kstray0001 L1COAXCAB01 L1GNDLUG01 {k_stray001}
26 .param k_stray002={max(min(M_stray001/sqrt(abs(1e-6*200e-9))),0.999),-0.999)}
27 Kstray0002 L2COAXCAB01 L1GNDLUG01 {k_stray002}
28 .param k_stray003={max(min(M_stray001/sqrt(abs(0.9e-6*200e-9))),0.999),-0.999)}
29 Kstray0003 L3COAXCAB01 L1GNDLUG01 {k_stray003}
30 .param k_stray004={max(min(M_stray001/sqrt(abs(0.9e-6*200e-9))),0.999),-0.999)}
31 Kstray0004 L4COAXCAB01 L1GNDLUG01 {k_stray004}
32 Cstray001 n005COAXCAB01 n001GNDLUG01 {C_stray001}
33
34 .end

```

Poslední krok před řešením toho nově vygenerovaného NET listu prostředím NG Spice je definice vzájemné indukčnosti  $M\_stray001$  a kapacity  $C\_stray001$ . Tímto postupem jsou v modelu můstku procedurálně generovány stovky až tisíce vazeb bez nutnosti zdlouhavého ručního zadávání. V souvislosti s magnetickými vazbami bylo nutné vzít v úvahu, že takto vznikají systémy vázaných cívek vysokého řádu a teoreticky mohou nastat situace, kdy vznikne neřešitelný systém. Matice vazeb pro každý takový systém musí být pozitivně definitní. Řešením by bylo před vlastním výpočtem systému sestavit matici vazeb pro každý systém, testovat ji na pozitivní definitnost a podle potřeby lehce randomizovat jednotlivé koeficienty dokud není podmínka splněna. Tento přístup byl úspěšně použit u obdobného projektu, kde byly použity twinaxiální kabely (5 vodičů v každém kabelu). Nicméně vzhledem k tomu, že interference mezi kabely jsou pouhým zlomkem vzájemných indukčností uvnitř kabelů a tedy činitele vazeb nabývají minimálních hodnot, nebyl problém s pozitivně definitními maticemi u modelu tohoto můstku pozorován. Při výpočtu nejistot technikou Monte Carlo bylo pouze třeba ošetřit generátory náhodných čísel tak, aby generovaly omezené rozsahy parazitní vzájemné indukčnosti, protože např. generátor normálního rozdělení produkuje příležitostně extrémní hodnoty. Mj. z toho důvodu jsou vypočtené činitele vazeb omezeny do rozsahu  $\pm 0,999$  (viz příklad generovaného kódu výše).

### 3.5 Obvodové modely

Vlastní Spice modely byly sestavené v editoru prostředí LTspice, jsou ukázány v příloze A. Modely zachází jen do nutné hloubky, takže např. vnitřní provedení multiplexeru je řešeno jen po úroveň spínačů hlavního kanálu multiplexeru. Oddělovací napěťové sledovače jsou simulovány jen jako říditelné zdroje (příkazy „E“). Přeslech mezi kanály není simulován obvodově ve Spice, ale je přidán dodatečně až na úrovni m-kódu v GNU Octave, protože by bylo poněkud obtížné generovat korekční soubory přeslechu na základě obvodového modelu.

## 3.6 Validace korekčního schématu

V první fázi ladění SW můstku byly provedeny desítky simulací s různými páry etalonů v různých variantách zapojení můstku. Byly experimentálně měněny např. délky kabelů, či velikosti tlumivek, vstupní impedance multiplexeru, symetrie stínění transformátorů apod. Teprve tímto postupem byla odhalena řada chyb v korekcích můstku, které až do realizace detailního modelu můstku zcela unikaly pozornosti, protože jejich hodnoty zpravidla byly bezpečně v rámci nejistot měření. Po odladění chyb nebyly vyjma extrémních hodnot impedance a kmitočtů pozorovány chyby nad řád  $10^{-6} \Omega/\Omega$ .

## 3.7 Nejistota měření

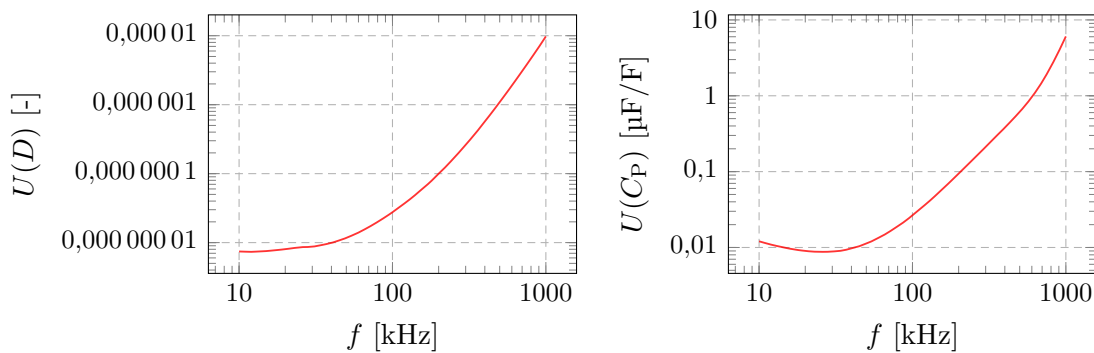
Poslední fází vývoje můstku byl rozbor nejistot měření. Hlavní pozornost v rámci této práce byla věnována VF variantě můstku, protože se jedná o novou oblast a navíc většina navržených korekcí se týká především kmitočtové oblasti 100 kHz až 1 MHz. Jednotlivé složky nejistot pro většinu kmitočtového rozsahu plynou především z korekcí. Zejména v oblasti 1 MHz jsou zjevně dominantní korekce linearit, kde je limitem nejistota kalibračního páru vypočitatelných etalonů odporu (viz kapitola 3.1.7). Dále se na tomto kmitočtu nejvíce projevuje zatěžovací efekt  $H_{\text{POT}}$  svorek etalonů (viz kapitola 3.3.2.6) a efekt korekcí Kelvinova obvodu (viz kapitola 3.3.2.7). Jejich vyčíslení bylo poměrně jednoduché, a je založeno na dvou zdrojích. V první řadě je založeno na popsáních experimentech s vkládáním úseků kabelů do série se svorkami etalonů a zjištěné schopnosti můstku tyto přídatné chyby korigovat. Dále je založené na simulaci Spice modelem, tj. na simulaci chyby zadání korekčních koeficientů. Vliv přeslechu a opakovatelnost je rovněž vyčíslitelná relativně snadno.

Hlavní problém však představuje odhad vlivu nedokonalostí topologie, tj. především vliv nevyvážených proudů v kabelech a s tím související vliv magnetických a kapacitních vazeb mezi kabelem a zemními vodiči. Jejich vyčíslení sice lze provádět experimentálně, nicméně jde o značně pracný postup. A pokud je třeba odhadnout tyto vlivy před vlastním měřením, pak je zjevně jedinou možností model, což je jeden z hlavních důvodů, proč byl vytvořen. Pomocí modelu byl tedy proveden výpočet příspěvku nejistoty měření technikou Monte Carlo při uvážení následujících zdrojů:

- **Délky kabelů:** Randomizace v řádu desítek milimetrů.
- **Nominální parametry kabelů:** Randomizace v rozsahu cca 20%.
- **Impedance zemních kabelů:** Randomizace v rozsahu téměř 100%.
- **Parametry tlumivek:** Randomizace dle změřeného rozptylu parametrů několika vzorků (cca 20%).

- **Parametry transformátorů:** Randomizace indukčností, kapacit a vazeb v řádu desítek procent.
- **Multiplexer:** Randomizace sériových impedancí spínačů v řádu až stovek procent.
- **Interference:** Randomizace vazeb mezi všemi kabely a zemními vodiči. Odhad kapacit mezi kabely se pochyboval od 1 pF do asi 30 pF a efektivních vzájemných indukčností cca od 5 nH od asi 50 nH. Odhady vychází z experimentálních měření v různých vzájemných polohách kabelů.

Efekt těchto zdrojů bohužel závisí na porovnávání impedancí, takže nelze jednoduše vyčíslit nejistoty pro všechna měření. Zejména se může zásadně lišit v souvislosti s provedením zemí etalonu (impedance pláště 4TP etalonů). Je tedy možné je získat pouze pro konkrétní případy podle aktuálního měření. Tento výpočet byl např. proveden pro porovnání kapacity 1  $\mu\text{F}$  a odporu 100 m $\Omega$ . Získaný příspěvek nejistoty je ukázán v grafu na obr. 3.101.



Obr. 3.101: Odhad příspěvku nejistoty koaxiální sítě VF můstku získaných ze Spice modelu. Příklad je vypočten pro poměr impedancí 1  $\mu\text{F}$  a 100 m $\Omega$ .

Příklad celkového rozpočtu nejistot VF můstku pro poměry impedancí do cca 1:10 je ukázán v tab. 3.2. Zdroje nejistot jsou sice jinak rozloženy, ale nijak zásadně se neliší od předběžných odhadů z publikace [39]. Nejistota měření fáze na 1 MHz je cca 240  $\mu\text{rad}$ , tj. asi 40 ps pro časovou konstantu etalonů odporu. To je cca polovina nejistoty referenčních etalonů fázového úhlu, takže se jeví jako plně dostačující. Pro modul impedance je rozšířená nejistota 46  $\mu\Omega/\Omega$ , což je více než mají transformátorové můstky, ale je to přibližně srovnatelná hodnota s klasickou technikou ac/dc difference s termokonvertory. Můstek může měřit i impedance nad 10 k $\Omega$  nebo pod 100 m $\Omega$ , ale příspěvky nejistot od topologie můstku je třeba počítat individuálně pomocí modelu.

Rozpočet nejistot pro poměry impedance do cca 1:1,1 je ukázán v tab. 3.3. V tomto případě odpadá především nejistota linearit a zůstává jen nejistota nulového přenosu mezi vstupy A a B. Zde můstek bez problému dosahuje chyb pod 10  $\mu\Omega/\Omega$  i na 1 MHz.



Tab. 3.2: Příklad rozpočtu nejistot pro VF můstek: poměry impedancí do 1:10, napětí minimálně 20 mV, impedance 100 mΩ až 10 Ω.

Složka nejistoty	Modul impedance [ $\mu\Omega/\Omega$ ]			Fáze [ $\mu\text{rad}$ ]		
	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
Linearita	2,5	4	20	2	12	120
Kelvinův obvod	0,5	1,5	6	1	1,5	15
Zatěžovací efekt	0,1	0,5	5	1	1,5	15
Přeslechy	0,5	0,5	0,5	1	2	8
Koaxiální síť	0,5	1	6	0,5	1	6
Opakovatelnost/šum	0,5	0,7	2	1	2	10
Celkem	2,7	4,5	23	2,9	13	120
Celkem ( $k = 2$ )	5,4	9,0	46	5,7	25	240

Tab. 3.3: Příklad rozpočtu nejistot pro VF můstek: poměry impedancí do cca 1:1,1, napětí minimálně 50 mV, impedance 100 mΩ až 10 kΩ.

Složka nejistoty	Modul impedance [ $\mu\Omega/\Omega$ ]			Fáze [ $\mu\text{rad}$ ]		
	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz
Linearita	1	1	2	1	2	5
Kelvinův obvod	0,5	1,5	6	1	1,5	15
Zatěžovací efekt	0,1	0,5	5	1	1,5	15
Přeslechy	0,5	0,5	0,5	1	2	8
Koaxiální síť	0,5	1	6	0,5	1	6
Opakovatelnost/šum	0,5	0,7	2	1	2	10
Celkem	1,4	2,3	10	2,3	4,2	30
Celkem ( $k = 2$ )	2,8	4,6	21	4,6	8,4	60

Tyto chyby lze navíc ještě dále snížit opakováním měření se vzájemnou záměnou pozic etalonů  $Z_1$  a  $Z_2$ , záměnou výstupů Kelvinova a hlavního transformátoru a průměrováním získaných dílčích měření. Tímto se potlačí zbytkové nesymetrie a porovnáním identických etalonů s mikrovlnnými odpory byly takto zjištěny chyby pod  $5 \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz.

Rozbor nejistot pro oblast nízkých kmitočtů je podstatně jednodušší, protože prakticky odpadají korekce Kelvinova obvodu, offsetu nulového detektoru a z větší části i korekce zatěžovacího efektu  $H_{\text{POT}}$  svorek. Nicméně pro oblast pod asi 200 Hz jsou nejistoty značně konzervativní, protože detailní analýza mimo několika experimentálních měření nebyla provedena. V této oblasti se začíná projevoval řada

Tab. 3.4: Příklad typických rozšířených nejistot měření pro NF můstek: napětí minimálně 20 mV, impedance 100 mΩ až 100 kΩ.

	Modul impedance [ $\mu\Omega/\Omega$ ]						Fáze [ $\mu\text{rad}$ ]					
$f$ [kHz] $ Z_1 : Z_2 $	0,05	0,1	0,4	1	10	100	0,05	0,1	0,4	1	10	100
< 1:1,1	6	4	3	3	3	6	1,0	0,9	0,7	0,5	2	5
< 1:16	10	7	5	5	5	12	1,5	1,0	0,7	0,7	6	25

negativních vlivů. Především tlumivky přestávají být účinné, takže rostou nevyvážené proudy v kabelech a tím především chyby fáze. Nevyvážené proudy jsou problém především v souvislosti s impedancí pláště nevhodně provedených nízkoimpedančních 4TP etalonů. Díky tomu může u některých etalonů docházet k chybám i v řádu 0,01 %. Dále roste šum všech aktivních komponent, takže měření trvají podstatně déle a tím se velmi znesnadňuje i analýza linearity. Kromě toho byly v době řešení realizovány nové transformátory a zesilovače pro NF oblast od 20 Hz, takže nemělo v této fázi vývoje význam provádět detailní rozbor nejistot minimálně do jejich dokončení. Proto jsou pro oblast NF uvedeny jen orientační výsledné nejistoty bez detailního rozboru zdrojů. Příklad nejistot je ukázán v tab. 3.4. Jedná se ovšem skutečně jen o orientační hodnoty, které je třeba přepočítat pro konkrétní modely etalonů zejména pro nízké 4TP impedance.

### 3.8 Experimentální ověření vlastností můstku

Základní ověření jednotlivých korekcí bylo provedeno dílčími experimenty, jak bylo ukázáno v kapitole 3.3.2 o zpracování signálu. Můstek byl dále validován řadou měření etalonů známých hodnot a mezinárodním porovnáním. Pro vysokofrekvenční sestavu byly nejprve provedeny klasické testy se třemi etalony. Idea těchto testů je taková, že jsou změřeny tři komplexní poměry impedance:

$$\hat{r}_1 = \frac{\hat{Z}_1}{\hat{Z}_2}, \hat{r}_2 = \frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_3}, \hat{r}_3 = \frac{\hat{Z}_3}{\hat{Z}_1}, \quad (3.102)$$

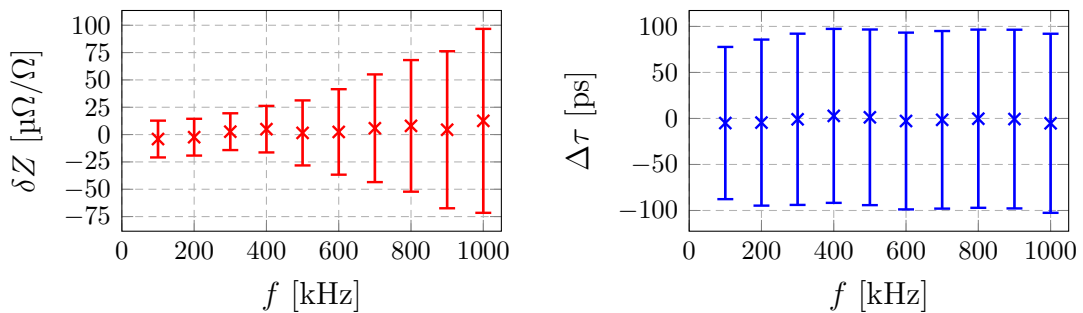
kde  $\hat{Z}_1$ ,  $\hat{Z}_2$  a  $\hat{Z}_3$  jsou tři vhodně zvolené impedance. Pokud můstek pracuje korektně, musí platit:

$$\hat{r}_1 \hat{r}_2 \hat{r}_3 \approx 1, \quad (3.103)$$

resp. lze vyjádřit odchylku od ideálního stavu:

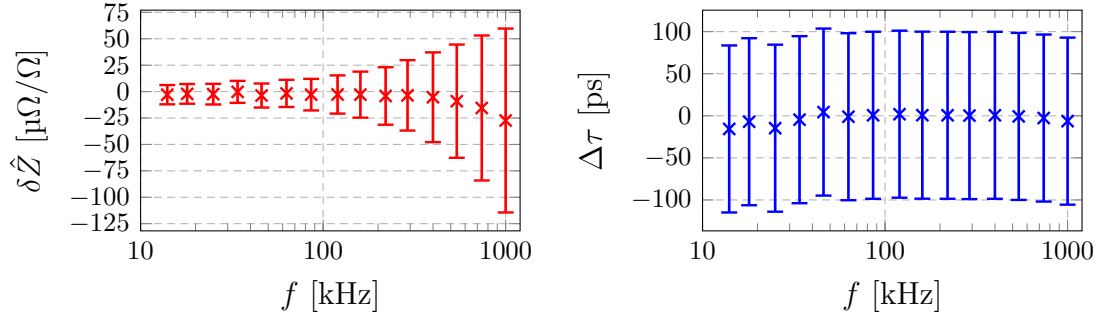
$$\delta \hat{Z} = \hat{r}_1 \hat{r}_2 \hat{r}_3 - 1. \quad (3.104)$$

Pro první test byly zvoleny etalony 1 k $\Omega$ , 3,2 nF a 350  $\Omega$ . Obvykle se volí kombinace R, L a C, ale nebyla nalezena vhodná cívka dostatečně stabilní a lineární, aby měl test smysl. Výsledek experimentu je ukázán v grafech na obr. 3.102. Při této kombinaci impedancí ve zvoleném kmitočtovém rozsahu byly testovány poměry impedancí až 1:20 a fázové posuvy blízké nule nebo 90°. Odchylky od ideálního stavu byly pod  $\pm 11 \mu\Omega/\Omega$  a  $\pm 6$  ps, tedy v mezích nejistot měření.



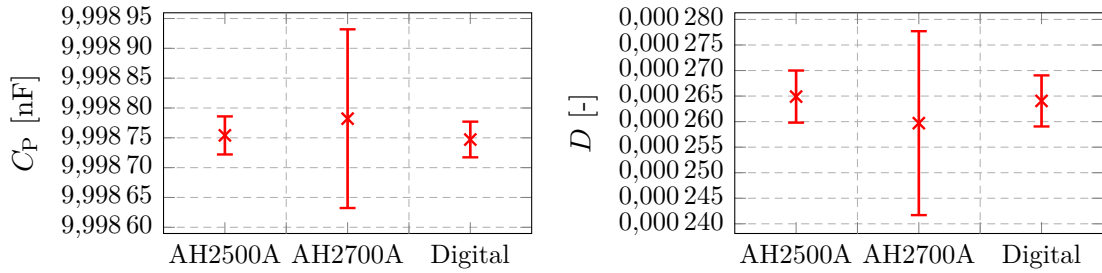
Obr. 3.102: Test konzistence můstku se třemi etalony. Grafy vyjadřují odchylku můstku  $\delta \hat{Z} = \hat{r}_1 \hat{r}_2 \hat{r}_3 - 1$  při měření tří poměrů tří etalonů A, B, C (1 k $\Omega$ , 3,2 nF, 350  $\Omega$ )  $\hat{r}_1 = A:B$ ,  $\hat{r}_2 = B:C$ ,  $\hat{r}_3 = C:A$ .

Další obdobný test byl proveden s trojicí koaxiálních proudových bočníků 1 A, 3 A a 5 A, tj. impedance 600 m $\Omega$ , 200 m $\Omega$  a 120 m $\Omega$ . Měření bylo provedeno s porovnávacím proudem 1 A. Výsledky jsou ukázány v grafech na obr. 3.103. Odchylka můstku zde byla vyšší, nicméně stále v rámci nejistot měření.



Obr. 3.103: Test konzistence můstku se třemi proudovými bočníky. Grafy vyjadřují odchylku můstku  $\delta\hat{Z} = \hat{r}_1\hat{r}_2\hat{r}_3 - 1$  při měření tří poměrů tří bočníků A, B, C (1 A, 3 A, 5 A)  $\hat{r}_1 = A:B$ ,  $\hat{r}_2 = B:C$ ,  $\hat{r}_3 = C:A$ . Měření proudem 1 A.

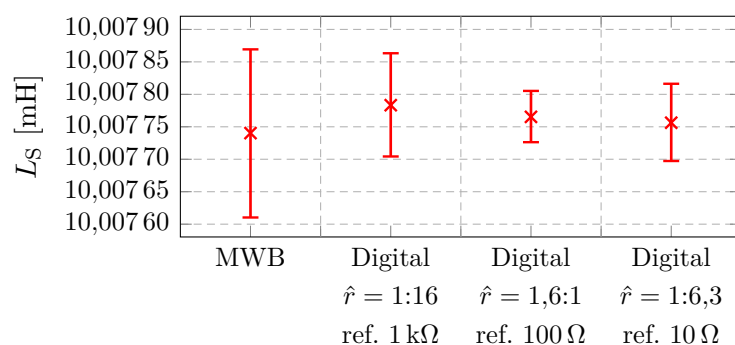
Nízkofrekvenční sestava můstku byla testována měřením etalonů známých hodnot. Jediným obdobně přesným měřicím přístrojem dostupným v laboratoři byly precizní kapacitní můstky Andeen Hagerling 2500A a 2700A [4]. Ty dosahují rozšířenou nejistotu cca  $3 \mu\text{F}/\text{F}$  pro měření kapacity a  $3 \cdot 10^{-6}$  pro ztrátový činitel. Byl tedy vybrán stabilní etalon kapacity 10 nF a kmitočet 1 kHz. Ten byl změřen jednak můstkem Andeen Hagerling a dále porovnán digitálním vzorkovacím můstkem s etalonem 10 k $\Omega$  (poměr impedancí 1:1,6). Vyhodnocení je ukázáno v grafech na obr. 3.104. Odchytky od přesnějšího z kapacitních můstků byly cca  $1 \mu\text{F}/\text{F}$  a  $1 \cdot 10^{-6}$  pro ztrátový činitel. Digitální můstek tedy dosáhl očekávané chyby.



Obr. 3.104: Měření etalonu kapacity 10 nF precizními můstkem Andeen Hagerling a digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s odporem 10 k $\Omega$  na kmitočtu 1 kHz.

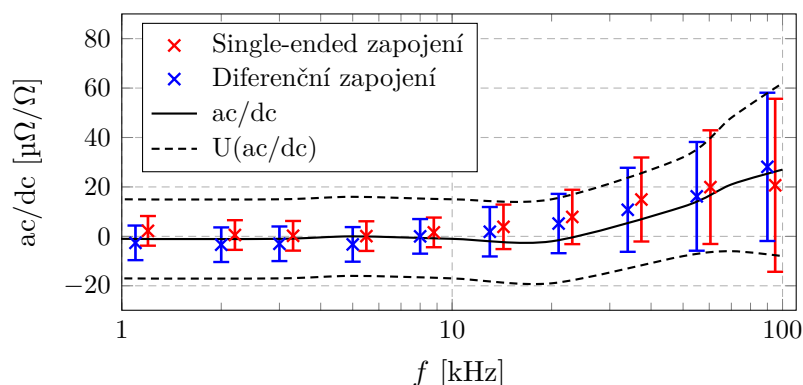
Další test na kmitočtu 1 kHz byl proveden s etalonem indukčnosti 10 mH. Zde byl jako reference použit Maxwell-Wienovým můstek, který v mezinárodním porovnání vykazoval chyby pod  $10 \mu\text{H}/\text{H}$ . Digitálním vzorkovacím můstkem byl zvolený etalon 10 mH porovnán se třemi různými etalony odporu 1  $\Omega$ , 100  $\Omega$  a 10  $\Omega$ . Zjištěné chyby, zobrazené v grafech na obr. 3.105, jsou v mezích nejistot měření.

Vzhledem k tomu, že můstek byl vyvíjen především pro nízké impedance, byly dále provedeny experimenty s měření koaxiálních proudových bočníků. Příkladem



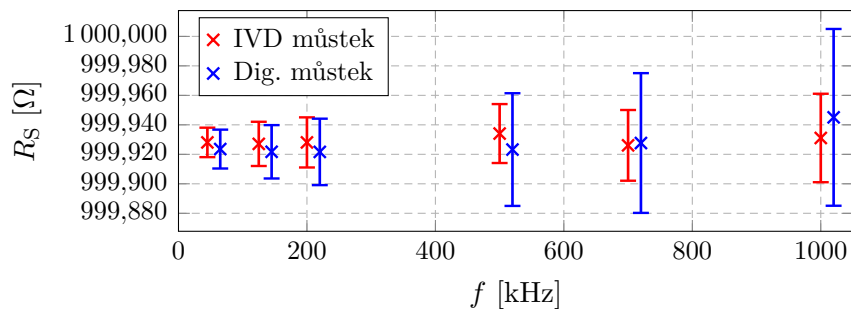
Obr. 3.105: Měření etalonu indukčnosti 10 mH Maxwell-Wienovým můstkem (MWB) a digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s různými referenčními etalony (1 kΩ, 100 Ω a 10 Ω) na kmitočtu 1 kHz.

je měření bočníku 5 A (120 mΩ) ve dvou různých topologiích můstku (viz kapitola 3.2.1.4). Bočník byl porovnán s měřením klasickou ac/dc technikou. Zjištěné odchylky jsou ukázány v grafu na obr. 3.106. Můstek byl v obou zapojeních v dobré shodě s měřením ac/dc diferencí.

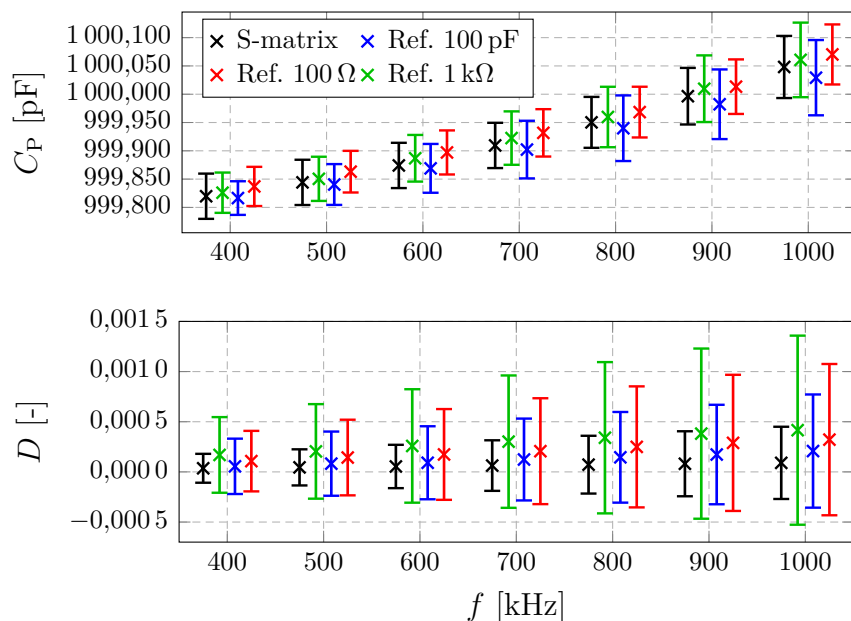


Obr. 3.106: Měření proudového bočníku 5 A nízkofrekvenční aparaturou do 100 kHz digitálním můstkem porovnáním s bočníkem 1 A (poměr 1:3,5). Srovnání s kalibrací klasickou ac/dc technikou.

Dalším testem až do maximálního pracovního kmitočtu bylo porovnání etalonu 1 kΩ. Ten byl kalibrován pomocí klasického transformátorového můstku [43] a dále porovnán s vypočitatelným etalonem 100 Ω pomocí digitálního vzorkovacího můstku. Obě měření ukázané v grafu na obr. 3.107 byly v dobré shodě v mezích nejistot, čímž byla prokázána jednak správnost linearizace můstku a také výpočtu hodnoty referenčního etalonu.



Obr. 3.107: Porovnání měření etalonu 1 kΩ klasickým 4TP IVD můstkem [43] a digitálním vzorkovacím můstkem.

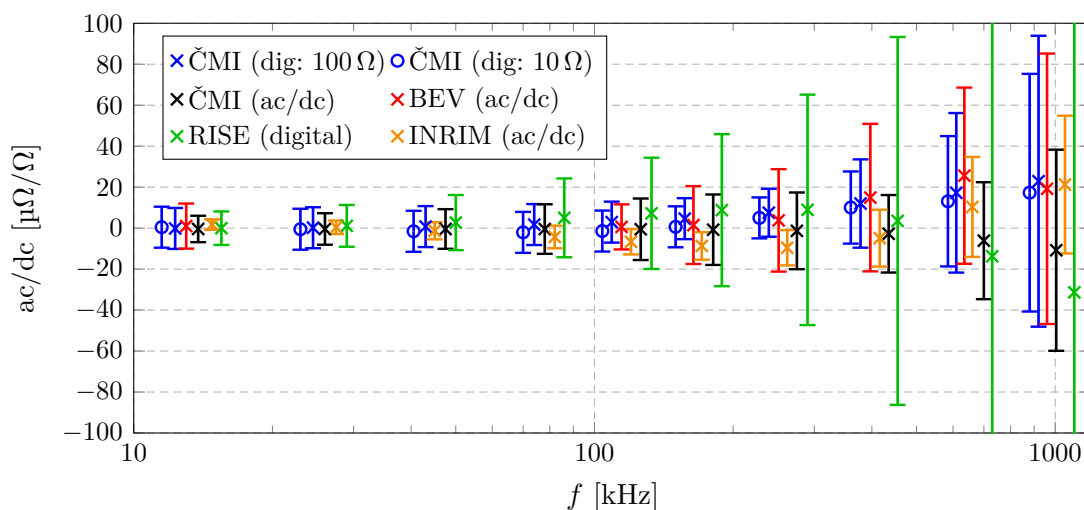


Obr. 3.108: Měření etalonu kapacity 1 nF: S-matrix technikou; Porovnáním s etalonem 100 pF; Porovnáním s etalonem 100 Ω; Porovnáním s etalonem 1 kΩ.

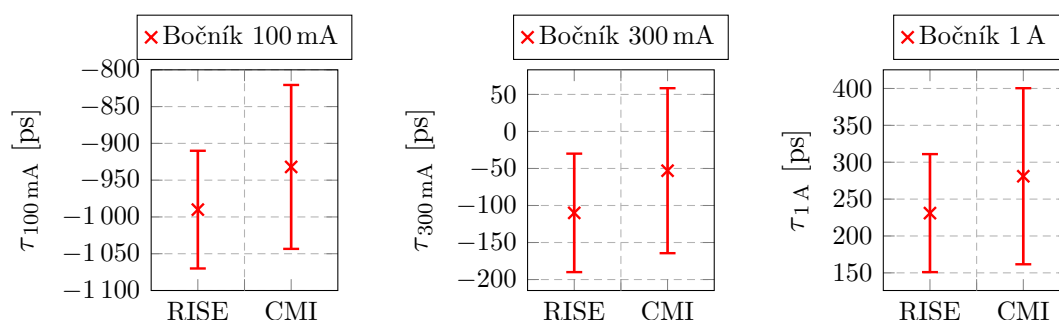
Dalším testem relevantním v impedanční metrologii je schopnost porovnání kapacita-odpor. K tomuto testu byl vybrán vzduchový 4TP kondenzátor Agilent 16384A hodnoty 1000 pF, k němuž byly k dispozici kalibrační data získaná S-matrix technikou s přijatelnou nejistotou měření. Ten byl dále porovnán s etalony odporu 100 Ω, 1 kΩ a vzduchovým kondenzátorem Agilent 16383A hodnoty 100 pF. Takto byly otestovány poměry impedancí 6,3:1 až 1:10. Vyhodnocení je ukázáno v grafu na obr. 3.108. Odchyly kapacity byly bezpečně v mezích nejistot měření. U ztrátového činitele byly chyby způsobené nikoliv můstkem, ale chybou časové konstanty etalonů odporu. Chyba odpovídá cca 50 ps, tj. polovina rozšířené nejistoty ref. etalonů. Měření ztrátového činitele bylo tedy i pro ztrátový činitel stále bezpečně v mezích nejistot. Tento test na kmitočtu 1 MHz byl v době řešení této práce jediným

dohledaným měřením tohoto druhu s plně digitálním můstkem se alespoň řádově srovnatelnou nejistotou.

Souběžně s řešením této práce probíhal mezinárodní projekt TracePQM [1] programu EMPIR [2]. Jedním z cílů byl vývoj kalibračních metod proudových bočníků do kmitočtu 1 MHz s rozšířenou nejistotou ac/dc pod  $100 \mu\Omega/\Omega$  a fáze pod 800  $\mu$ rad. Prověření této schopnosti bylo zajištěno mezinárodním porovnáním koaxiálního proudového bočníku 100 mA ( $6 \Omega$ ). Hodnota byla zvolena tak, aby se mohlo účastnit maximum partnerů projektu. Ac/dc difference byla měřena ČMI, BEV Rakousko, RISE Švédsko a INRIM Itálie. ČMI provedl měření jak technikou ac/dc, tak i digitálním vzorkovacím můstkem porovnáním s dvěma různými vypočitatelnými odpory. BEV a INRIM provedli kalibraci klasickou ac/dc technikou. RISE použil digitální vzorkovací systém podle [27] a jako primární etalon metodu podle [5]. Použitá metoda RISE ovšem vedla ke značným nejistotám ac/dc difference (až  $200 \mu\Omega/\Omega$ ) jak je ukázáno v grafu na obr. 3.109. Fázový úhel měřili jen ČMI a RISE. V případě RISE byla opět použita stejná metoda [5]. Výsledky pro tři různé bočníky jsou ukázány v grafech na obr. 3.110. Odchylka mezi ČMI a RISE byla konstantních cca 55 ps, tedy ve shodě s chybami měření ztrátového činitele podle obr. 3.108. Odchylka ovšem byla v mezích nejistot. Obě měření, ac/dc i časová konstanta, byly prvním mezinárodním porovnáním v tomto kmitočtovém rozsahu a byla základem pro rozšíření měřicí schopnosti zúčastněných institucí. Průběžné výsledky byly publikovány v [39].



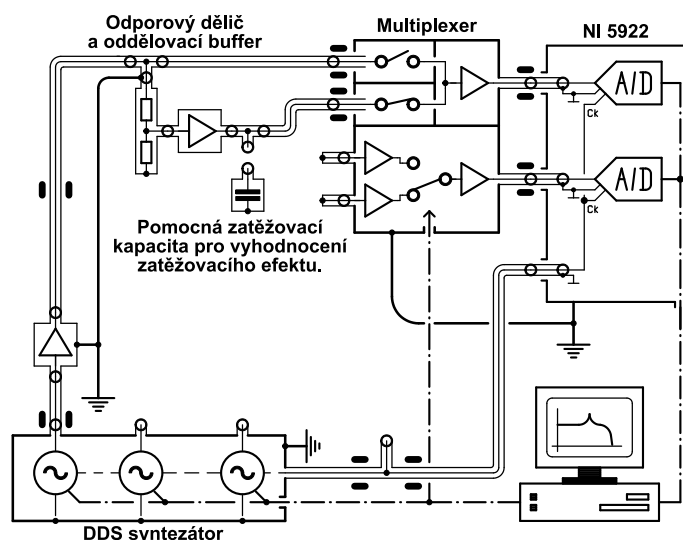
Obr. 3.109: Mezinárodní porovnání ac/dc difference koaxiálního proudového bočníku 100 mA ( $6 \Omega$ ). ČMI (ac/dc) - měření ac/dc technika; ČMI (dig:  $100 \Omega$ ) - dig. můstek poměr 1:16; ČMI (dig:  $10 \Omega$ ) - dig. můstek poměr 1:1,6; BEV Rakousko (ac/dc) - ac/dc technika; RISE Švédsko (digital) - vzorkovací aparatura; INRIM Itálie (ac/dc) - ac/dc technika.



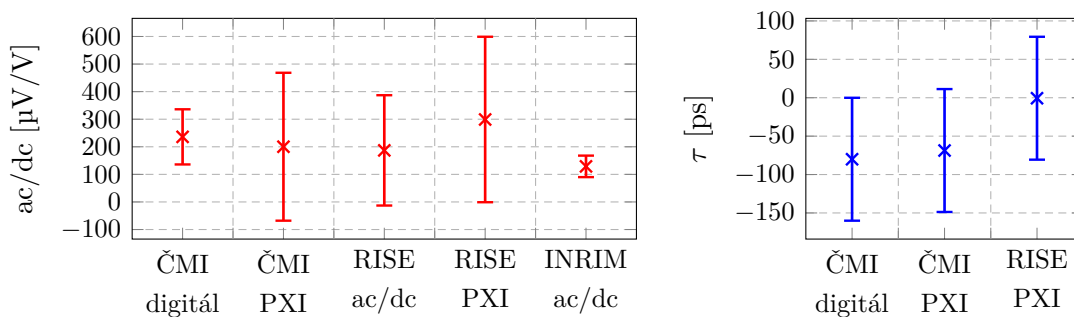
Obr. 3.110: Mezinárodní porovnání časové konstanty koaxiálních proudových bočníků 100 mA ( $6\ \Omega$ ), 300 mA ( $2\ \Omega$ ) a 1 A ( $600\ \text{m}\Omega$ ) mezi ČMI a RISE Švédsko.

V rámci projektu TracePQM [1] bylo navíc vyvinutým digitální vzorkovacím můstkem provedeno další porovnání. Cílem byla kalibrace děliče napětí s cílovou nejistotou pod  $100\ \mu\text{V}/\text{V}$  a  $500\ \mu\text{rad}$  na 1 MHz. Jako objekt porovnání byl sestaven jednoduchý pasivní dělič s převodem cca 1:15 s rezistory  $5\ \text{k}\Omega$  a  $350\ \Omega$ . Protože přímé měření děliče je vzhledem k jeho výstupní impedanci nevhodné, byl doplněn precizním bufferem podle [40] a objektem měření byla tedy kombinace dělič+buffer. ČMI provedl měření dvěma metodami. Jednak pomocí digitálního vzorkovacího můstku podle zapojení na obr. 3.111 a dále přímým měřením vzorkovacím systémem s TWM digitizéry PXI 5922 vyvinutým v rámci projektu TracePQM [1]. RISE provedl měření obdobným vzorkovacím systémem vlastní konstrukce. Výsledky jsou ukázány v grafech na obr. 3.112. INRIM provedl pouze měření ac/dc klasickou ac/dc technikou. Ovšem nebylo provedeno náležité rozšíření nejistot zahrnující vliv zátěže etalonu, takže byla nejistota značně podhodnocená. Nicméně i tak byla obě měření ve shodě. V případě řešení ČMI došlo k neobvyklému metrologickému navázání poměru napětí na jednotku střídavého odporu. Provedené porovnání bylo opět prvním provedeným porovnáním v tomto kmitočtovém rozsahu.





Obr. 3.111: Zapojení digitálního vzorkovacího můstku ČMI pro kalibraci převodu napětového děliče.



Obr. 3.112: Mezinárodní porovnání odporového děliče 1:15 na kmitočtu 1 MHz: ČMI Digitál - dig. vzorkovací můstek; ČMI PXI - přímé měření vzorkovací kartou; RISE Švédsko ac/dc - ac/dc technika; RISE Švédsko PXI - přímé měření vzorkovací kartou; INRIM Itálie ac/dc - ac/dc technika (pozn.: podhodnocené nejistoty).

### 3.9 Vývoj měřicí schopnosti ČMI v KCDB databázi

Měřicí schopnosti (CMC) a provedená mezinárodní porovnání jsou dostupná v databázi „Key Comparison Database“ (KCDB) [3]. Následující kapitola stručně shrnuje vývoj měřících schopností ČMI v souvislosti s postupným vývojem prezentovaného digitálního vzorkovacího můstku a vypočitatelných etalonů odporu.

Tabulka 3.5 ukazuje postupný vývoj CMC v oblasti střídavého odporu (ACR). Do roku 2016 byla CMC definována pouze sadou vypočitatelných etalonů odporu  $1\ \Omega$  až  $10\ \text{k}\Omega$  s velmi konzervativní nejistotou  $20\ \mu\Omega/\Omega$  danou rozlišením běžného autobalančního můstku Agilent 4284A. V roce 2016 až 2019 byly CMC postupně rozšířeny díky první verzi můstku [38] a vypočitatelným etalonům [33]. V roce 2020 byly na základě porovnání koaxiálních bočníků novým vzorkovacím můstkem [39] podány nové CMC až do  $1\ \text{MHz}$  (v době řešení jsou v procesu schvalování). Fázový úhel, jakožto doplněk ACR, byl ČMI poprvé uznán 2017 (viz tabulka 3.6) a následně rozšířen do  $100\ \text{kHz}$  v roce 2019 (viz tabulka 3.7). Nejistoty byly zvoleny vzhledem k absenci mezinárodních porovnání značně konzervativně a odpovídají rozšířené nejistotě časové konstanty ref. etalonu  $300\ \text{ps}$ . V roce 2020 byly uznány nové CMC (viz. tabulka 3.8) zhruba odpovídající nejistotě časové konstanty  $110\ \text{ps}$  na základě porovnání s RISE (viz kapitola 3.8).

Vývoj CMC pro kapacitu v letech 2015 až 2020 je ukázán v tabulce 3.9. V předchozích letech byla měřicí schopnost pouze na  $1\ \text{kHz}$  v rozsahu do  $1\ \mu\text{F}$  a byla dána přímým měřením můstkem Andeen Hagerling 2500A (option E) [4]. Díky digitálním můstkům se postupně podařilo získat CMC až do kapacity  $10\ \text{mF}$ . Vyšší hodnoty až do  $1\ \text{F}$  byly v roce 2020 řešeny pouze v rámci akreditace, a to integrační metodou s konstantním proudovým zdrojem a měřením změny napětí v čase. V roce 2020 byly rovněž prováděny experimenty v rámci EMPIR projektu „Lithium batteries for second life applications“ (LiBforSecUse) [44] s měřením extrémních kapacit v oblasti pod  $20\ \text{Hz}$ , které se patrně po skončení projektu promítnou do

Tab. 3.5: Vývoj měřících schopností ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty střídavého odporu. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\Omega/\Omega$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.

Rok	2013	2016	2017	2019		2020*				
$f\ [\text{kHz}]$ $ Z $	0.04 - 10	0.04 - 10	0.02 - 20	0.02 - 20	20 - 100	0.02 - 20	20 - 100	100 - 200	200 - 500	500 - 1000
1 m $\Omega$ - 10 m $\Omega$			100	100	150	100	150			
10 m $\Omega$ - 0.1 $\Omega$			70	70	70	70	70			
0.1 $\Omega$ - 1 $\Omega$		100	50	50	50	50	50	70	150	250
1 $\Omega$ - 10 k $\Omega$	20	20	20	20	50	20	50	50	100	150
1 k $\Omega$ - 100 k $\Omega$		300	50	50	70	50	70	100	150	250
100 k $\Omega$ - 1 M $\Omega$		500	80	80	200	80	200			

Tab. 3.6: Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2017. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\text{rad}$ .  $f$  je kmitočet v kilohertzech.

$f$ [kHz] $ Z $	0.02 - 0.05	0.05 - 0.1	0.1 - 0.2	0.2 - 1	1 - 5	5 - 10	10 - 20
100 m $\Omega$ - 500 m $\Omega$	58 <i>f</i>	33 <i>f</i>	10 <i>f</i>	10 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>
500 m $\Omega$ - 1 $\Omega$	48 <i>f</i>	28 <i>f</i>	9,5 <i>f</i>	9,5 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>
1 $\Omega$ - 10 $\Omega$	25 <i>f</i>	10 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>
10 $\Omega$ - 100 $\Omega$	25 <i>f</i>	10 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>
100 $\Omega$ - 1 k $\Omega$	25 <i>f</i>	10 <i>f</i>	10 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>
1 k $\Omega$ - 10 k $\Omega$	25 <i>f</i>	10 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>
10 k $\Omega$ - 100 k $\Omega$	47 <i>f</i>	26 <i>f</i>	26	7	15	15	9,4 <i>f</i>
100 k $\Omega$ - 10 M $\Omega$	-	50	50	8	8	20	30

Tab. 3.7: Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2019. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\text{rad}$ .  $f$  je kmitočet v kilohertzech.

$f$ [kHz] $ Z $	0,02 - 0,05	0,05 - 0,1	0,1 - 0,12	0,12 - 0,15	0,15 - 0,2	0,2 - 1	1 - 5	5 - 10	10 - 20	20 - 100
1 m $\Omega$ - 10 m $\Omega$	3,5	3,5	3,5	3,5	3,5	17 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>
10 m $\Omega$ - 100 m $\Omega$	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	13 <i>f</i>	9,7 <i>f</i>	9,7 <i>f</i>	9,7 <i>f</i>	9,7 <i>f</i>
100 m $\Omega$ - 500 m $\Omega$	1,5	1,5	1,5	1,5	10 <i>f</i>	10 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>
500 m $\Omega$ - 1 $\Omega$	1	1	9,5 <i>f</i>	9,5 <i>f</i>	9,5 <i>f</i>	9,5 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>	8,2 <i>f</i>
1 $\Omega$ - 10 $\Omega$	0,7	0,7	0,7	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>
10 $\Omega$ - 100 $\Omega$	0,7	0,7	0,7	0,7	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>	4,4 <i>f</i>
100 $\Omega$ - 1 k $\Omega$	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>	3,1 <i>f</i>
1 k $\Omega$ - 10 k $\Omega$	0,7	0,7	0,7	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>	6,3 <i>f</i>
10 k $\Omega$ - 100 k $\Omega$	7	7	7	7	7	7	15	15	9,4 <i>f</i>	9,4 <i>f</i>
100 k $\Omega$ - 10 M $\Omega$		50	50	50	50	8	8	20	30	

nových CMC (odhadem v roce 2022).

Ztrátový činitel do roku 2017 byl rovněž dán pouze můstkem Andeen Hagerling 2500A a nejistota byla značně omezená tím, že můstek měří pouze dvoupárově, takže přechodové odpory konektorů limitovaly nejistotu ztrátového činitele na  $\pm 0,0004$

Tab. 3.8: Měřicí schopnost ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty fázového úhlu v roce 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\text{rad}$ .  $f$  je kmitočet v kilohertzech. Pozn.: Tyto CMC jsou v procesu schvalování.

$f$ [kHz] $ Z $	0,02 - 0,05	0,05 - 0,2	0,2 - 1	1 - 5	5 - 10	10 - 20	20 - 100	100 - 200	200 - 500	500 - 1000
1 m $\Omega$ to 10 m $\Omega$	3,5	3,5	17 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>	11 <i>f</i>			
10 m $\Omega$ to 100 m $\Omega$	2,5	2,5	2,5	4 <i>f</i>	4 <i>f</i>	4 <i>f</i>	4 <i>f</i>			
100 m $\Omega$ to 500 m $\Omega$	1,5	1,5	1,5	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>	1,5 <i>f</i>
500 m $\Omega$ to 1 $\Omega$	0,9	0,9	0,9	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>
1 $\Omega$ to 1 k $\Omega$	0,7	0,7	0,7	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>	0,7 <i>f</i>
1 k $\Omega$ to 10 k $\Omega$	0,9	0,9	0,9	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>	0,9 <i>f</i>
10 k $\Omega$ to 100 k $\Omega$	1,2	1,2	1,2	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>	1,2 <i>f</i>
100 k $\Omega$ to 10 M $\Omega$		50	8	8	20	30	2 <i>f</i>			

Tab. 3.9: Vývoj měřicí schopnosti ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty kapacity v letech 2015 až 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\text{F}/\text{F}$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.

Platnost	od 2017	od 2015					od 2017	od 2019	od 2020*
$f$ [kHz]	0,02 - 0,05	0,05 - 0,2	0,2 - 1	1	1 - 5	5 - 10	10 - 20	20 - 100	100 - 1000
$C$									
1 nF - 10 nF		100	70	10	70	100	70	100	100
10 nF - 100 nF		100	100	30	150	200	100	100	300
100 nF - 1000 nF		100	100	50	300	300	150	150	500
1 $\mu\text{F}$ - 10 $\mu\text{F}$	100	100	100	50	60	80	150	500	
10 $\mu\text{F}$ to 100 $\mu\text{F}$	100	50	50	50	60	180	200		
100 $\mu\text{F}$ - 1 mF	100	100	150	150					
1 mF - 3 mF	200	200	250						
3 mF - 10 mF	300	300							

Tab. 3.10: Vývoj měřicí schopnosti ČMI dle KCDB databáze pro vybrané hodnoty ztrátového činitele v letech 2017 až 2020. Hodnoty jsou udány v jednotkách  $\mu\text{rad}$ . Pozn.: CMC v roce 2020 jsou v procesu schvalování.

Platnost	od 2017							od 2019	od 2020*				
$f$ [kHz]	0,02 - 0,05	0,05 - 0,2	0,2 - 1	1	1 - 5	5 - 10	10 - 20	20 - 100	10 - 20	20 - 100	100 - 200	200 - 500	500 - 1000
$C$													
100 pF - 1 nF		9	4	3	7	12	23	370	23	70	150	350	700
1 nF - 10 nF		79	7	9	24	41	79	220	50	70	150	350	700
10 nF - 100 nF		30	15	15	21	35	67	180	50	70	150	350	700
100 nF - 1 $\mu\text{F}$	100	30	30	30	30	60	80	220	80	90	200	450	900
1 $\mu\text{F}$ - 10 $\mu\text{F}$	100	30	30	30	30	60	150	290	100	120			
10 $\mu\text{F}$ - 100 $\mu\text{F}$	100	30	50	50	50	100	220	700	220	500			
100 $\mu\text{F}$ - 1 mF	100	50	50	50	100	160	350		350				
1 mF - 3 mF	100	50	100	100	100								
3 mF - 10 mF	100	100	100	100									

na 1  $\mu\text{F}$ . Od roku 2017 byly CMC postupně rozšiřovány podle rozsahu vzorkovacích můstků a nejistot časové konstanty ref. etalonů odporu (viz. tabulka 3.10).

CMC pro indukčnosti nejsou zobrazeny, protože již díky nedostupnosti vhodných etalonů malých indukčností nelze předpokládat dosažitelnost zajímavých nejistot. Etalony jsou většinou vybaveny banánkovými svorkami, takže značnou nejistotu vnáší již přechod na 4TP. Nicméně v roce 2020 byly podány CMC na úrovni do 500  $\mu\text{H}/\text{H}$  na 1 MHz a minimálně 15  $\mu\text{H}/\text{H}$  na vybraných hodnotách na 1 kHz.

## 4 Závěr

V rámci práce byl realizován první digitální vzorkovací můstek s kmitočtovým rozsahem do 1 MHz. Je založen na unikátním multiplexeru s pasivními vstupy, u kterého byly zároveň dosaženy velmi nízké přeslechy ( $< 136$  dB). Bylo navrženo a otestováno několik modifikací měřicí topologie pro kmitočtový rozsah od desítek hertzů do minimálně 1 MHz a pro různé provedení měřených impedancí (čtyřpárové etalony i koaxiální bočníky).

K můstku byly navrženy a otestovány komplexní korekční algoritmy, které potlačují všechny hlavní chyby spojené s nedokonalostmi komponent můstku. Především byla navržena a otestována unikátní metoda kalibrace linearity můstku, která prakticky nevyžaduje účast operátora, čímž byla vyřešena jedna z hlavních limitací digitálních můstků.

Pro účely kalibrace linearity můstku i pro vlastní kalibrace byly navrženy, realizovány a validovány značně konstrukčně zjednodušené bifilární etalony odporu s vypočitatelnou kmitočtovou závislostí. Charakterizace geometrických vlastností vodičů etalonů byla provedena pomocí metalografických výbrusů a AFM mikroskopie. Nedokonalosti geometrie byly modelovány pomocí techniky konečných prvků. I přes relativně jednoduchou konstrukci dosáhly tyto etalony pro vybrané hodnoty odporu nejistoty výpočtu srovnatelné s parametry nejlepších dostupných vypočitatelných etalonů odporu (pod  $20 \mu\Omega/\Omega$  a 100 ps na 1 MHz).

Veškeré funkce můstku byly kompletně validovány pomocí rozsáhlého obvodového modelu v prostředí Spice. Tento model byl dále použit k odhadu příspěvku nejistot měření od nedokonalostí měřicí topologie a to včetně vlivu parazitních magnetických a kapacitních vazeb mezi kabely koaxiální sítě můstku.

Funkce můstku byla dále validována sérií porovnání etalonů známých hodnot a dále několika mezinárodními porovnáními. Provedené simulace i praktická měření ukázaly, že můstek pro poměry impedancí blízké 1:1 dosahuje i na 1 MHz chyby pod  $10 \mu\Omega/\Omega$ , což je srovnatelné i s precizními koaxiálními můstky založenými na indukčních děličích. Pro poměry impedancí do cca 1:10 dosahuje rozšířenou nejistotu poměru cca  $45 \mu\Omega/\Omega$  na 1 MHz pro měření v plné komplexní rovině od cca 100 m $\Omega$  do 10 k $\Omega$ , což v době řešení této práce přesahovalo všechny dostupné digitální můstky. Pro nižší kmitočty nebo s omezenou nejistotou je realizovaný můstek schopen pracovat i pod 100 m $\Omega$  nebo nad 100 k $\Omega$ .

Přestože byl můstek určen především pro nízké impedance, kde i na 1 MHz dosahuje porovnávací proudy až 5 A, je schopen porovnávat impedance minimálně do 100 k $\Omega$  na 1 MHz s nejistotou pod cca  $70 \mu\Omega/\Omega$ .

Na základě postupně vylepšovaného můstku a vypočitatelných etalonů odporu byla v průběhu řešení v letech 2015 až 2020 postupně navyšována měřicí schopnost

ČMI v mezinárodní databázi KCDB. Laboratoř impedance ČMI dosahuje nyní, dle dat KCDB databáze, jeden z nejširších rozsahů měření a nejistot především v oblasti nízkých impedancí.

### **Doporučení pro další vývoj**

Použitý koncept multiplexeru s pasivními vstupy není v praxi vhodný pro kmitočty nad několik megahertz. S jiným multiplexerem s precizními buffery na vstupech by však vzorkovací topologie mohla být použitelná i nad 10 MHz s ještě přijatelnými nejistotami měření. Hlavním limitujícím faktorem je chyba způsobená zatěžovacím efektem  $H_{\text{POT}}$  svorek etalonů. Pro tyto účely by bylo vhodné vyvinout stabilní a precizní vstupní buffery založené na zdokonalené verzi topologie popsané v této práci. Ty by musely být miniaturizované a umístěné co nejblíže svorek etalonů. Dále by bylo vhodné vyvinout novou sadu transformátorů a zesilovačů schopných dodat vyšší proudy i nad 10 MHz. Zbytek můstku, tedy především jeho SW by již nevyžadoval další úpravy.

Tato práce se zaměřovala především na výzvy spojené s dosažením měřicího kmitočtu 1 MHz. Můstek je však třeba používat i na nízkých kmitočtech, ideálně od 20 Hz. Pro další vývoj můstku by tedy bylo vhodné provést detailnější analýzu nejistoty měření na nízkých kmitočtech (pod cca 100 Hz), kde se objevují především amplitudově závislé odchylky fázového úhlu ne zcela zjevného původu. Můstek v této oblasti vykazuje nelinearitu značně odlišnou od vyšších kmitočtů. Je nutné prověřit, zda se jedná o jevy související s transformátory můstku nebo jsou způsobeny samotným digitizérem NI 5922.

Pro oblast kmitočtů do 1 MHz by bylo vhodné dále zdokonalit zesilovače a transformátory můstku pro dosažení vyšších měřicích proudů, aby bylo možné provádět step-down kalibrace koaxiálních proudových bočníků pro vyšší proudy pokud možno při jmenovitých prouděch.

# Literatura

1. MSU EURAMET. *EMPIR project - Traceability Routes for Electrical Power Quality Measurement*. Dostupné také z: <http://tracepqm.cmi.cz/> [online], [cit. 2019-09-26].
2. MSU EURAMET. *European Metrology Programme for Innovation and Research (EMPIR)*. Dostupné také z: <http://msu.euramet.org/calls.html> [online], [cit. 2016-03-20].
3. BUREAU INTERNATIONAL DES POIDS ET MESURES. *The BIPM key comparison database (KCDB)*. Dostupné také z: <http://kcdb.bipm.org/> [online], [cit. 2016-03-20].
4. ANDEEN HAGERLING, INC. *ANDEEN-HAGERLING, INC. - manufacturers of the world's most accurate capacitance bridges and standards*. Dostupné také z: <http://www.andeen-hagerling.com> [online], [cit. 2020-02-18].
5. BERGSTEN, T.; RYDLER, K. Realization of Absolute Phase and AC Resistance of Current Shunts by Ratio Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 2041–2046. ISSN 1557-9662. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2882927.
6. KUCERA, J; SEDLACEK, R; BOHACEK, J. An HF coaxial bridge for measuring impedance ratios up to 1 MHz. *Measurement Science and Technology*. 2012, roč. 23, č. 8, s. 085004. Dostupné z DOI: 10.1088/0957-0233/23/8/085004.
7. KUCERA, J; VOLLMER, E; SCHURR, J; BOHACEK, J. Calculable resistors of coaxial design. *Measurement Science and Technology*. 2009, roč. 20, č. 9, s. 095104. Dostupné z DOI: 10.1088/0957-0233/20/9/095104.
8. KIM, H. J.; LEE, R. D.; SEMENOV, Y. P. Resistors With Calculable Frequency Dependencies Up to 1 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2007, roč. 56, č. 2, s. 453–457. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2007.891121.
9. FUJIKI, Hiroyuki; DOMAE, Atushi; NAKAMURA, Yasuhiro. Analysis of Time Constant of Calculable AC/DC Resistors for the Phase Angle Standard. *Japanese Journal of Applied Physics*. 2003, roč. 42, č. Part 1, No. 8, s. 5357–5360. Dostupné z DOI: 10.1143/jjap.42.5357.
10. BOHÁČEK, J; WOOD, B M. Octofilar resistors with calculable frequency dependence. *Metrologia*. 2001, roč. 38, č. 3, s. 241–247. Dostupné z DOI: 10.1088/0026-1394/38/3/7.

11. OUAMEUR, M.; ZIADÉ, F.; BIHAN, Y. L. Toward a Calculable Standard Shunt for Current Measurements at 10 A and Up To 1 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 2215–2222. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2884553.
12. BUDOVSKY, I.; LAWN, M.; VANAJEK, J.; HAGEN, T.; LIPE, T. Reference micropotentiometer resistors for Ac-dc transfer and phase error measurements. In: *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*. 2016, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2016.7540475.
13. CALLEGARO, Luca; DURBIANO, Francesca. Four-terminal-pair impedances and scattering parameters. *Measurement Science and Technology*. 2003, roč. 14, č. 4, s. 523–529. Dostupné z DOI: 10.1088/0957-0233/14/4/317.
14. AWAN, Shakil; KIBBLE, Bryan; SCHURR, Jürgen. *Coaxial Electrical Circuits for Interference-Free Measurements*. London, UK: Institution of Engineering a Technology, 2011. ISBN 978-1-84919-069-5.
15. OVERNEY, F.; JEANNERET, B. Impedance simulator for automatic calibration of LCR-meters. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 86–87. ISSN 0589-1485.
16. NICOLAS, J.; THEEMSCHE, A. Van; AWAN, S. A. Verification of LCR meters by means of a 4TP 100 Ohm Linearity Test Standard over the frequency range 100 Hz to 1 MHz. In: *CPEM 2010*. 2010, s. 374–375. ISSN 0589-1485.
17. RYDLER, K. E.; TARASSO, V.; BERGSTEN, T. Scaling of inductance to the pH-level. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2010 Conference on*. 2010, s. 384–385.
18. RYDLER, K. e.; TARASSO, V. A Method to Determine the Phase Angle Errors of an Impedance Meter. In: *Precision Electromagnetic Measurements Digest, 2004 Conference on*. 2004, s. 123–124.
19. SVENSSON, S.; RYDLER, K. e.; TARASSO, V. Improved Model and Phase-Angle Verification of Current Shunts for AC And Power Measurements. In: *Precision Electromagnetic Measurements Digest, 2004 Conference on*. 2004, s. 82–83.
20. OVERNEY, F.; LÜÖND, F.; JEANNERET, B. Broadband fully automated digitally assisted coaxial bridge for high accuracy impedance ratio measurements. *Metrologia*. 2016, roč. 53, č. 3, s. 918–926.



21. GIBLIN, S. P.; WILLIAMS, J. M. Automation of a Coaxial Bridge for Calibration of AC Resistors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2007, roč. 56, č. 2, s. 373–377. ISSN 0018-9456. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2007.891120.
22. KIM, Dan Bee; LEE, Hyung Kew; KIM, Wan-Seop. An impedance bridge measuring the capacitance ratio in the high frequency range up to 1 MHz. *Measurement Science and Technology*. 2017, roč. 28, č. 2.
23. KUČERA, J.; KOVÁČ, J. A Reconfigurable Four Terminal-Pair Digitally Assisted and Fully Digital Impedance Ratio Bridge. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2018, roč. 67, č. 5, s. 1199–1206. ISSN 0018-9456. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2018.2790538.
24. MOHNS, Enrico. *Kalibrierensemble für Messgeräte zur Bestimmung des Wirkungsgrades von HGÜ-Umrichtern*. 2014. Disertační práce. Technischen Universität Carolo-Wilhelma zu Braunschweig, Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik.
25. RYBSKI, R.; KACZMAREK, J.; KOZIOŁ, M. A PXI-Based Calibration System for Low-Value AC Resistors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2018, roč. 67, č. 4, s. 905–911. ISSN 1557-9662.
26. IHLENFELD, W. G. Kürten; VASCONCELLOS, R. T. B. A digital quadrature bridge for impedance measurements. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 106–107. ISSN 0589-1485.
27. RYDLER, K. E.; BERGSTEN, T.; TARASSO, V. Determination of phase angle errors of current shunts for wideband power measurement. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on*. 2012, s. 284–285. ISSN 0589-1485.
28. MAŠLÁŇ, Stanislav. Charakterizace vzorkovacích karet pro měření komplexního poměru střídavých napětí. In: *Elektrorevue*. 2015, s. 75–81. ISSN 1213-1539.
29. POGLIANO, Umberto; TRINCHERA, Bruno; SERAZIO, Danilo. Wideband digital phase comparator for high current shunts. *Metrologia*. 2012, roč. 49, č. 3, s. 349.
30. HOUTZAGER, E.; BROM, H. E. van den; DIERIKX, E. Development of a wide-range sampling impedance ratio bridge. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), 2014 Conference on*. 2014, s. 230–231. ISSN 0589-1485.

31. OVERNEY, F.; JEANNERET, B. RLC Bridge Based on an Automated Synchronous Sampling System. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2011, roč. 60, č. 7, s. 2393–2398. ISSN 0018-9456.
32. BROM, H. E. van den; DIERIKX, E. F.; JO, L. Sampling ratio bridge for impedance measurements down to 1 mOhm. In: *Precision Electromagnetic Measurements (CPEM), 2012 Conference on*. 2012, s. 588–589. ISSN 0589-1485.
33. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Progress on Simple Resistance Standard with Calculable Time Constant. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501166.
34. DENGLE, R. *Self inductance of a wire loop as a curve integral*. 2012. Dostupné z arXiv: 1204.1486 [physics.class-ph].
35. AEBISCHER, H. A.; AEBISCHER, B. Improved Formulae for the Inductance of Straight Wires. *Advanced Electromagnetics*. 2014, roč. 3, č. 1, s. 31–43. ISSN 2119-0275.
36. MAŠLÁŇ, S.; HORSKÁ, J.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Bridging the LF-RF gap for Calibration of the RLC Meters. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. ISSN 0589-1485. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501243.
37. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; ZACHOVALOVÁ, V. N.; STREIT, J. Four terminal pair digital sampling impedance bridge. In: *2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*. 2016, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2016.7540588.
38. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; ZACHOVALOVÁ, V. N.; STREIT, J. Digital Sampling Setup for Measurement of Complex Voltage Ratio. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2017, roč. 66, č. 6, s. 1355–1363. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2017.2649899.
39. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T.; BERGSTEN, T. Four-Terminal Pair Digital Sampling Impedance Bridge up to 1MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2019, roč. 68, č. 6, s. 1860–1869. Dostupné z DOI: 10.1109/TIM.2019.2908649.
40. MAŠLÁŇ, S.; ŠÍRA, M.; SKALICKÁ, T. Precision Buffer with Low Input Capacitance. In: *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*. 2018, s. 1–2. Dostupné z DOI: 10.1109/CPEM.2018.8501232.

41. STANISLAV MAŠLÁŇ AND MARTIN ŠÍRA. *GOLPI - GNU Octave to Labview Pipe Interface*. Dostupné také z: <https://github.com/KaeroDot/GOLPI> [online], [cit. 2019-09-26].
42. COMMUNITY. *NGspice - open source spice simulator*. Dostupné také z: <http://ngspice.sourceforge.net/> [online], [cit. 2020-03-14].
43. KUČERA, J.; SEDLÁČEK, R.; BOHÁČEK, J. An HF coaxial bridge for measuring impedance ratios up to 1 MHz. *Measurement Science and Technology*. 2012, roč. 23, č. 8.
44. MSU EURAMET. *EMPIR project - Lithium Batteries for Second Use*. Dostupné také z: <https://www.ptb.de/empir2018/libforsecuse/home/> [online], [cit. 2020-01-14].
45. STANISLAV MAŠLÁŇ. *TWM tool - Traceable Power Quality Wattmeter*. Dostupné také z: <https://github.com/smaslan/TWM> [online], [cit. 2019-09-26].

## Seznam symbolů, veličin a zkratek

<b>2TP</b>	Dvoupárové připojení nebo dvoupárová definice impedance
<b>2T</b>	Dvousvorkové připojení nebo dvousvorková definice impedance
<b>4T</b>	Čtyřsvorkové připojení nebo čtyřsvorková definice impedance
<b>5T</b>	Pětisvorkové připojení nebo pětisvorková definice impedance (pátou svorkou je zem nebo guard etalonu)
<b>4TP</b>	Čtyřpárové připojení nebo čtyřpárová definice impedance
<b>ACR</b>	Střídavý odpor
<b>AFM</b>	Mikroskopie atomárních sil
<b>BEV</b>	Rakouská národní metrologická laboratoř
<b>BIPM</b>	Mezinárodní úřad měr a vah
<b>BNC</b>	Koaxiální konektor typu Bayonet Neill–Concelman
<b>BPO</b>	Koaxiální konektor typu British Post Office (někdy označované MUSA)
<b>CMC</b>	Kalibrační a měřicí schopnost
<b>ČMI</b>	Český metrologický institut
<b>CMRR</b>	Činitel potlačení souhlasného napětí
<b>D/A</b>	Digitálně analogový převodník
<b>DDS</b>	Číslicový syntezátor kmitočtu
<b>DPS</b>	Deska plošných spojů
<b>DSB</b>	Dual Source Bridge - můstek se dvěma generátory
<b>EMPIR</b>	European Metrology Programme for Innovation and Research [2]
<b>FEM</b>	Metodou konečných prvků
<b>FEMM</b>	SW pro modelování metodou konečných prvků FEM
<b>FET</b>	Polem řízeny tranzistor
<b>FPGA</b>	Hradlové pole
<b>H<sub>CUR</sub></b>	High-proudová svorka etalonu
<b>H<sub>POT</sub></b>	High-napěťová svorka etalonu
<b>HW</b>	Hardware
<b>INMETRO</b>	Brazílská národní metrologická laboratoř
<b>INRIM</b>	Italská národní metrologická laboratoř
<b>IVD</b>	Indukční dělič

<b>KCDB</b>	Databáze klíčových porovnání BIPM
<b>KHJ</b>	Kvantový Hallův jev
<b>L<sub>CUR</sub></b>	Low-proudová svorka etalonu
<b>LNE</b>	Francouzská národní metrologická laboratoř
<b>L<sub>POT</sub></b>	Low-napěťová svorka etalonu
<b>METAS</b>	Švýcarská národní metrologická laboratoř
<b>MWB</b>	Maxwell-Wienův můstek
<b>NF</b>	Nízkofrekvenční (zpravidla do 20 kHz)
<b>NMI</b>	Národní metrologický institut
<b>OPEN</b>	Korekce zbytkové paralelní svodové impedance
<b>PJVS</b>	Programovatelný Josephsonův kvantový napěťový etalon
<b>PQ</b>	Kvalita elektrické energie
<b>PTFE</b>	Teflon
<b>RISE</b>	Švédská národní metrologická laboratoř
<b>SFDR</b>	Odstup nejvyšší rušivé složky od fundamentálního nebo analyzovaného kmitočtu
<b>SHORT</b>	Korekce zbytkové sériové impedance
<b>SJTC</b>	Jednopřechodový termokonvertor
<b>SMA</b>	Koaxiální konektor typu Sub-Miniature verze A
<b>SMB</b>	Koaxiální konektor typu Sub-Miniature verze B
<b>SMT</b>	Technologie povrchové montáže součástek
<b>SMD</b>	Součástka pro povrchovou montáž na DPS
<b>S<sub>Th</sub>M</b>	Skenovací teplotní mikroskopie
<b>SW</b>	Software
<b>TWM</b>	SW nástroj Traceable power Quality Wattmeter [45]
<b>VC-TCXO</b>	Napětím řízený teplotně kompenzovaný krystalový oscilátor
<b>VF</b>	Vysokofrekvenční (zpravidla nad 20 kHz)
<b>VNA</b>	Vektorový analyzátor
<b>VSL</b>	Nizozemská národní metrologická laboratoř

# Seznam veličin

$A_l$	Cívková konstanta $A_l$
$b_1$	Střední vzdálenost vodičů bifilárního etalonu (strana připojení na 4TP)
$b_2$	Délka střední části odporové smyčky
$b_3$	Střední vzdálenost vodičů bifilárního etalonu (strana překladu smyčky)
$b_w$	Vzdálenost mezi středy dvou paralelně ležících odporových vodičů
$C_{IN}$	Vstupní paralelní kapacita
$\hat{c}_K$	Kalibrační vektor Kelvinova obvodu
$C_K$	Sčítací kondenzátor Kelvinova obvodu
$C_{LD}$	Spínatelná kapacita na vstupu multiplexeru pro vyhodnocení zatěžovacího efektu
$C_{MPX}$	Vstupní paralelní kapacita hlavního kanálu multiplexeru včetně kabelu
$C_P$	Paralelní kapacita, obvykle součástí ekvivalentního paralelního zapojení $C_P$ - $D$ nebo $C_P$ - $G_P$
$C_{S1}$	Sčítací kondenzátor komplexního zdroje proudu 1. ramena koaxiálního můstku
$C_{S2}$	Sčítací kondenzátor komplexního zdroje proudu 2. ramena koaxiálního můstku
$C_{SN}$	Kapacita tlumícího RC členu na vstupu multiplexeru
$C_{STRAY}$	Parazitní kapacitní vazba mezi prvky modelu můstky
$\hat{c}_{tAB}$	Přeslech multiplexeru z kanálu A do B
$\hat{c}_{tAC}$	Přeslech multiplexeru z kanálu A do C
$\hat{c}_{tAD}$	Přeslech multiplexeru z kanálu A do D
$\hat{c}_{tBA}$	Přeslech multiplexeru z kanálu B do A
$\hat{c}_{tBC}$	Přeslech multiplexeru z kanálu B do C
$\hat{c}_{tBD}$	Přeslech multiplexeru z kanálu B do D
$\hat{c}_W$	Kalibrační vektor Wagnerova obvodu
$C_W$	Vyvažovací kondenzátor Wagnerova obvodu
$C_W$	Vzájemná kapacita mezi vodiči vypočitatelného etalonu
$d$	Průměr vodiče
$D$	Ztrátový činitel
$d_w$	Průměr odporového vodiče
$D_w$	Ztrátový činitel kapacity mezi vodiči vypočitatelného etalonu

$D_{5922}$	Dělicí faktor pro generování vzorkovacího kmitočtu digitizéru
$\delta R_S$	Relativní kmitočtová závislost činného odporu
$\Delta R_S$	Absolutní kmitočtová závislost činného odporu
$\delta_w$	Hloubka vniku
$\Delta \hat{U}_{12}$	Rozdíl potenciálů mezi pláště etalonů $Z_1$ a $Z_2$
$\Delta \hat{Z}_{1LD}$	Impedance spínané kapacity na vstupu multiplexeru pro $Z_1$
$\Delta \hat{Z}_{2LD}$	Impedance spínané kapacity na vstupu multiplexeru pro $Z_2$
$\Delta \hat{Z}_i$	Změna zatěžovací impedance Wagnerova obvodu při přepnutí vstupu multiplexeru
$\Delta \hat{Z}_{LD}$	Impedance spínané kapacity na vstupu multiplexeru
$\hat{e}_r$	Chyba měřeného poměru můstku
$\varepsilon_r$	Relativní permitivita materiálu
$\varepsilon_{dds}$	Kmitočtové rozlišení syntezátoru DDS
$f$	Měřicí kmitočet
$f_0$	Fundamentální kmitočet
$f'_0$	Žádaný měřicí kmitočet
$f_s$	Vzorkovací kmitočet
$G_{IN}$	Vstupní paralelní vodivost
$i$	Index iterace vyvažovacího procesu
$\hat{I}_N$	Vstupní proud nulového detektoru
$\mathbf{I}_{BIF}$	Matice smyčkových proudů bifilárního etalonu
$\hat{I}_1$	Proud etalonem impedance etalonu $Z_1$
$\hat{I}_2$	Proud etalonem impedance etalonu $Z_2$
$\hat{I}_{G1}$	Svodový proud z $L_{POT}$ svorky $Z_1$
$\hat{I}_{G2}$	Svodový proud z $L_{POT}$ svorky $Z_2$
$\hat{I}_{Z1T}$	Proud z $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{I}_{Z2T}$	Proud z $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\mathbf{I}_{SKE}$	Matice smyčkových proudů modelu Kelvinova obvodu
$\hat{I}_{PH}$	Proud svorkou $H_{POT}$ etalonu
$\hat{I}$	Komplexní proud
$\hat{I}_X$	Změřený vektor proudu
$\hat{I}_{CM}$	Souhlasný proud koaxiální kabelem
$J_0$	Besselova funkce nultého typu
$J_1$	Besselova funkce prvního typu
$k$	Index kalibračního vektoru napětí při vyvažování nebo koeficient rozšíření nejistoty měření nebo činitel vazby mezi indukčnostmi

$\hat{k}_{1LD}$	Zatěžovací chyba $H_{POT}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{k}_{2LD}$	Zatěžovací chyba $H_{POT}$ svorky etalonu $Z_2$
$k_{CP}(d_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce paralelní mezivodičové kapacity bifilárního etalonu na průměr
$k_{CP}(b_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce paralelní mezivodičové kapacity bifilárního etalonu na vzdálenosti vodičů
$\hat{k}_{LD}$	Zatěžovací chyba $H_{POT}$ svorky
$k_{LS}(d_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce indukčnosti bifilárního etalonu na průměru vodiče
$k_{LS}(b_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce indukčnosti bifilárního etalonu na vzdálenosti vodičů
$k_{LS}(\mu_{\mathbf{r}}, f)$	Citlivostní funkce indukčnosti bifilárního etalonu na rel. permeabilitě
$k_{LS}(\sigma_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce indukčnosti bifilárního etalonu na měrné vodivosti
$k_{RS}(d_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce činného odporu bifilárního etalonu na průměru vodiče
$k_{RS}(b_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce činného odporu bifilárního etalonu na vzdálenosti vodičů
$k_{RS}(\mu_{\mathbf{r}}, f)$	Citlivostní funkce činného odporu bifilárního etalonu na rel. permeabilitě
$k_{RS}(\sigma_{\mathbf{w}}, f)$	Citlivostní funkce činného odporu bifilárního etalonu na měrné vodivosti
$k_{STRAY}$	Parazitní činitel vazby mezi magneticky vázanými indukčnostmi
$l_1$	Délka koncové deformace bifilárního etalonu (strana připojení na 4TP)
$l_2$	Délka střední části odporové smyčky
$l_3$	Délka koncové deformace bifilárního etalonu (strana překladu smyčky)
$L_{CIR}$	Vypočtená indukčnost kruhového závitu vodiče
$L_{EF}$	Efektivní indukčnost zkratované odporové smyčky bifilárního vypočitatelného etalonu
$L_{PH}$	Sériová indukčnost $H_{POT}$ svorky etalonu
$L_S$	Sériová indukčnost, obvykle součástí ekvivalentního sériového zapojení $L_S$ - $R_S$
$L_{S0}$	Zbytková sériová indukčnost zkratovací propojky
$L_{SG}$	Sériový indukčnost pláště koaxiálního vedení
$l_{\mathbf{w}}$	Délka vodiče nebo paralelních vodičů vypočitatelného etalonu
$L_{\mathbf{W}}$	Vlastní indukčnost odporového vodiče vypočitatelného etalonu
$L_{\mathbf{X}}$	Změřená indukčnost



$m$	Index kroku nebo index opakování v rámci měřicí sekvence multiplexeru
$M$	Délka měřicí sekvence multiplexeru
$M_{\text{EF}}$	Efektivní vzájemná indukčnost mezi $H_{\text{POT}}$ a $H_{\text{CUR}}$ svorkami vypočitatelného etalonu
$M_{\text{W}}$	Vzájemná indukčnost mezi vodiči vypočitatelného etalonu
$\mu$	Permeabilita
$\mu_0$	Permeabilita vakua
$\mu_{\text{r}}$	Relativní permeabilita
$n$	Index odečtu hodnoty pro daný kmitočet
$N$	Počet vzorků digitálního záznamu napětí
$n_{\text{c}}$	Index bodu změřené hlavní napěťové závislosti pro kalibraci linearity můstku
$N_{\text{C}}$	Počet bodů změřené hlavní napěťové závislosti pro kalibraci linearity můstku
$n_{\text{d}}$	Index bodu změřené pomocné napěťové závislosti pro kalibraci linearity můstku
$N_{\text{D}}$	Počet bodů změřené pomocné napěťové závislosti pro kalibraci linearity můstku
$n_{\text{int}}$	Zaokrouhlení na nejbližší celé číslo
$\hat{n}_{\text{ivd}}$	Komplexní poměr indukčního děliče IVD ve tvaru výstup/vstup
$N_{\text{f}}$	Počet odečtů pro daný kmitočet
$N_{\text{per}}$	Počet period fundamentálního kmitočtu v digitálního záznamu napětí
$N_{\text{P}}$	Počet bodů linearizační funkce můstku
$p$	Index segmentu modelu vypočitatelného etalonu
$P$	Počet segmentů modelu vypočitatelného etalonu
$\hat{q}_1$	Koeficient proložení opakovaných odečtů
$\hat{q}_2$	Koeficient proložení opakovaných odečtů
$\hat{q}_3$	Koeficient proložení opakovaných odečtů
$\hat{r}$	Změřený komplexní poměr impedancí
$\hat{r}_{\text{CAL}}$	Komplexní poměr kalibračního páru impedancí
$R_{\text{DC}}$	Stejnoseměrný odpor vodiče
$R_{\text{G}}$	Zemnicí impedance pláště digitizéru PXI 5922 v „pseudo diferenciálním“ režimu
$R_{\text{CH}}$	Činná složka impedance koaxiální tlumivky
$R_{\text{K}}$	Sčítací rezistor Kelvinova obvodu

$r_{\text{loop}}$	Poloměr
$R_{\text{P}}$	Paralelní kapacita, obvykle součástí ekvivalentního paralelního zapojení $C_{\text{P}}-R_{\text{P}}$
$R_{\text{S}}$	Sériový odpor, obvykle součástí ekvivalentního sériového zapojení $L_{\text{S}}-R_{\text{S}}$
$R_{\text{S1}}$	Sčítací rezistor komplexního zdroje proudu 1. ramena koaxiálního můstku
$R_{\text{S2}}$	Sčítací rezistor komplexního zdroje proudu 2. ramena koaxiálního můstku
$R_{\text{SG}}$	Sériový odpor pláště koaxiálního vedení
$R_{\text{SN}}$	Odpor tlumícího RC členu na vstupu multiplexeru
$r_{\text{w}}$	Poloměr odporového vodiče
$R_{\text{W}}$	Vyvažovací rezistor Wagnerova obvodu
$R_{\text{W}}$	Vlastní odpor vodiče vypočitatelného etalonu
$\hat{r}_{\text{X}}$	Změřený komplexní poměr impedancí
$\hat{r}_{\text{X1}}$	Změřený hlavní komplexní poměr impedancí při linearizaci můstku)
$\hat{r}_{\text{X2}}$	Změřený pomocný komplexní poměr impedancí při linearizaci můstku)
$\mathbf{S}_{\text{BIF}}$	Matice obvodového modelu bifilárního etalonu
$\mathbf{S}_{\text{KE}}$	Matice obvodového modelu Kelvinova obvodu
$\sigma_{\text{w}}$	Měrná vodivost odporového vodiče
$t$	Diskrétní čas digitalizovaného záznamu napětí
$\hat{t}f_{\text{BA}}$	Mezivstupová chyba multiplexeru mezi kanály A a B
$ts$	Časová značka
$ts_{\text{resl}}$	Rozlišení časové značky
$\tau$	Časová konstanta vypočitatelného etalonu
$\hat{U}_1$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_1$
$\hat{U}_{1\text{-SA}}$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_1$ při aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{1\text{-SB}}$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_1$ při aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_2$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_2$
$\hat{U}_{2\text{-SA}}$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_2$ při aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{2\text{-SB}}$	Změřený vektor napětí na impedanci $Z_2$ při aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_{\text{A}}$	Napětí na vstupu A multiplexeru

$\hat{U}'_A$	Korigovaná hodnota napětí na vstupu A multiplexeru
$\hat{U}_{A-SA}$	Napětí na vstupu A multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{A-SB}$	Napětí na vstupu A multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_B$	Napětí na vstupu B multiplexeru
$\hat{U}'_B$	Korigovaná hodnota napětí na vstupu B multiplexeru
$U_{BIF}$	Matrice napětí obvodového modelu bifilárního etalonu
$\hat{U}_{B-SA}$	Napětí na vstupu B multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{B-SB}$	Napětí na vstupu B multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_C$	Napětí na vstupu C multiplexeru
$\hat{U}'_C$	Korigovaná hodnota napětí na vstupu C multiplexeru
$\hat{U}_{CA}$	Napětí na vstupu C multiplexeru při hlavním kanálu v poloze A
$\hat{U}_{CB}$	Napětí na vstupu C multiplexeru při hlavním kanálu v poloze B
$\hat{U}_{C-SA}$	Napětí na vstupu C multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{C-SB}$	Napětí na vstupu C multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_D$	Napětí na vstupu D multiplexeru
$\hat{U}'_D$	Korigovaná hodnota napětí na vstupu D multiplexeru
$\hat{U}_{D-SA}$	Napětí na vstupu D multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu A
$\hat{U}_{D-SB}$	Napětí na vstupu D multiplexeru s aktivním kapacitním bočníku na kanálu B
$\hat{U}_G$	Úbytek napětí mezi zeměmi svorek $H_{POT}$ a $L_{POT}$ u 4TP etalonu
$\hat{U}_{G2}$	Napětí DDS generátoru $G_2$
$\hat{U}_{G3}$	Napětí DDS generátoru $G_3$
$\hat{U}_{GD}$	Napětí simulátoru offsetu nulového detektoru v modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{GK}$	Napětí simulátoru Kelvinova napětí v modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{GM1}$	Napětí simulátoru napájení impedance $Z_1$ v modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{GM2}$	Napětí simulátoru napájení impedance $Z_2$ v modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{IN}$	Vstupní napětí
$\hat{U}_K$	Kelvinovo napětí

$\hat{U}_m$	Vektory napětí v jednotlivých krocích měřicí sekvence multiplexeru
$\hat{U}_m(f)$	Kmitočtová spektra napětí v jednotlivých krocích měřicí sekvence multiplexeru
$u_m(t)$	Průběhy napětí v jednotlivých krocích měřicí sekvence multiplexeru
$\hat{U}_{\text{MPX}}$	Napětí měřené hlavním kanálem multiplexeru
$\hat{U}_{\text{N}}$	Vstupní napětí nulového detektoru
$\hat{U}_{\text{NX}}$	Změřený offset nulového detektoru v modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{\text{OUT}}$	Výstupní napětí
$\hat{U}_{\text{PH}}$	Napětí svorky $H_{\text{POT}}$ etalonu
$\hat{U}_{\text{PHi}}$	Vnitřní napětí 4TP etalonu bez vlivu svorek
$\hat{U}_{\text{PL}}$	Napětí svorky $L_{\text{POT}}$ etalonu
$U_{\text{rnd}}$	Amplituda randomizace vyvažovaného napětí
$\hat{U}_{\text{S}}$	Napětí mezi $L_{\text{CUR}}$ svorkami etalonů $Z_1$ a $Z_2$
$U_{\text{SKE}}$	Matice napětí obvodového modelu Kelvinova obvodu
$\hat{U}_{\text{W}}$	Wagnerovo napětí
$\hat{U}_{\text{X}}$	Změřený vektor napětí
$\hat{U}_{\text{Z1L}}$	Napětí na $L_{\text{POT}}$ svorce etalonu $Z_1$
$\hat{U}_{\text{Z2L}}$	Napětí na $L_{\text{POT}}$ svorce etalonu $Z_2$
$\hat{U}_{\text{Z1-cal}}$	Změřený vektor napětí na kalibrační impedanci $\hat{Z}_{1\text{-cal}}$
$\hat{U}_{\text{Z2-cal}}$	Změřený vektor napětí na kalibrační impedanci $\hat{Z}_{2\text{-cal}}$
$\hat{U}_{\text{Z3-cal}}$	Změřený vektor napětí na kalibrační impedanci $\hat{Z}_{3\text{-cal}}$
$\hat{U}_{\text{Z4-cal}}$	Změřený vektor napětí na kalibrační impedanci $\hat{Z}_{4\text{-cal}}$
$\hat{Y}_{\text{G1}}$	Svodová admitance z $L_{\text{POT}}$ svorky $Z_1$
$\hat{Y}_{\text{G2}}$	Svodová admitance z $L_{\text{POT}}$ svorky $Z_2$
$\hat{Y}_{\text{IN}}$	Vstupní admitance
$\hat{Z}$	Komplexní impedance
$\hat{Z}_1$	Impedance etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_2$	Impedance etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{1\text{C}}$	Sériová impedance kabelu od $L_{\text{CUR}}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1\text{CAB}}$	Sériová impedance zkratovaného koaxiálního kabelu pro $Z_1$
$\hat{Z}_{1\text{CG}}$	Sériová impedance země kabelu od $L_{\text{CUR}}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1\text{CS}}$	Svodová impedance kabelu od $L_{\text{CUR}}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1\text{KS}}$	Svodová impedance $Z_1$ -strany Kelvinova transformátoru
$\hat{Z}_{1\text{L}}$	Vstupní svodová impedance pomocného kanálu multiplexeru včetně kabelu pro $Z_1$

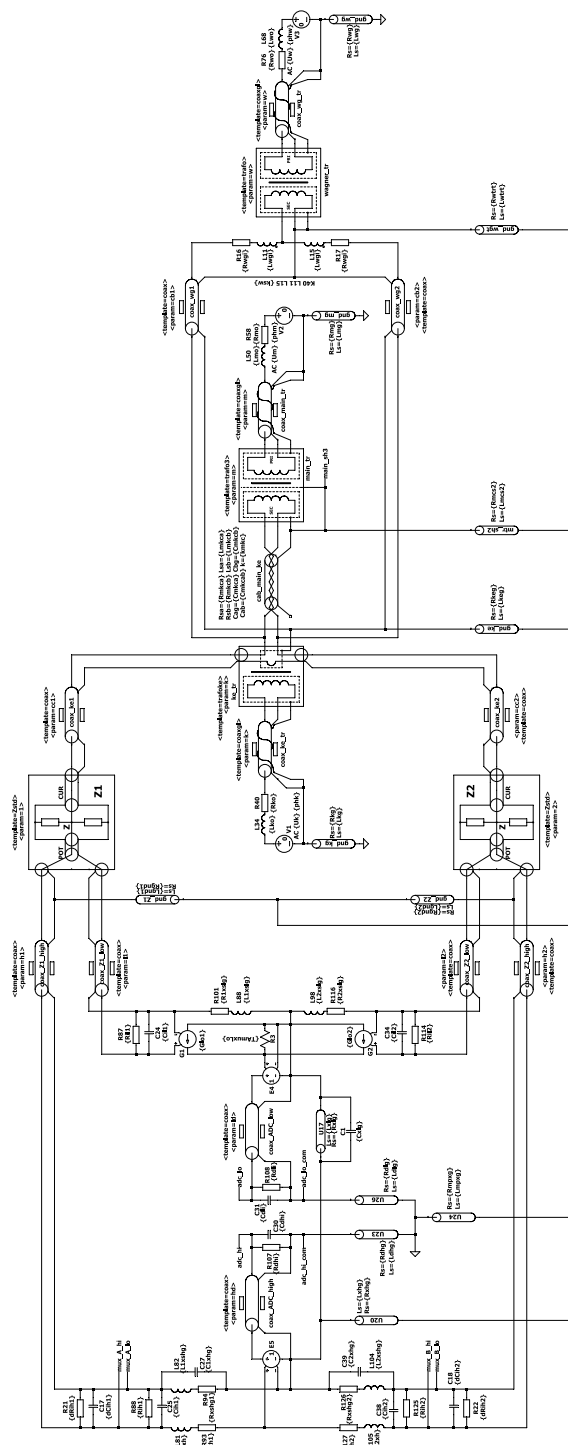
$\hat{Z}_{1MPX}$	Vstupní paralelní impedance hlavního kanálu multiplexeru včetně kabelu pro etalon $Z_1$
$\hat{Z}_{1PH}$	Výstupní sériová impedance $H_{POT}$ svorky 4TP etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1T}$	Sériová impedance $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1TG}$	Sériová impedance země $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1TS}$	Svodová impedance $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{1-cal}$	Kalibrační etalon impedance $Z_1$ z hlavního kalibračního páru
$\hat{Z}_{2C}$	Sériová impedance kabelu od $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2CAB}$	Sériová impedance zkratovaného koaxiálního kabelu pro $Z_2$
$\hat{Z}_{2CG}$	Sériová impedance země kabelu od $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2CS}$	Svodová impedance kabelu od $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2KS}$	Svodová impedance $Z_2$ -strany Kelvinova transformátoru
$\hat{Z}_{2L}$	Vstupní svodová impedance pomocného kanálu multiplexeru včetně kabelu pro $Z_2$
$\hat{Z}_{2MPX}$	Vstupní paralelní impedance hlavního kanálu multiplexeru včetně kabelu pro etalon $Z_2$
$\hat{Z}_{2PH}$	Výstupní sériová impedance $H_{POT}$ svorky 4TP etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2T}$	Sériová impedance $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2TG}$	Sériová impedance země $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2TS}$	Svodová impedance $L_{CUR}$ svorky etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_{2-cal}$	Kalibrační etalon impedance $Z_2$ z hlavního kalibračního páru
$\hat{Z}_{3-cal}$	Kalibrační etalon impedance $Z_1$ z pomocného kalibračního páru
$\hat{Z}_{4-cal}$	Kalibrační etalon impedance $Z_2$ z pomocného kalibračního páru
$\hat{Z}_B$	Vstupní impedance výstupního bufferu multiplexeru
$\hat{Z}'_B$	Substituční impedance neaktivního vstupu multiplexeru
$\hat{Z}'_{B1}$	Substituční impedance neaktivního vstupu 1 multiplexeru
$\hat{Z}'_{B2}$	Substituční impedance neaktivního vstupu 2 multiplexeru
$\hat{Z}_{BIF}$	Efektivní impedance bifilárního etalonu
$\hat{Z}_C$	Paralelní svodová impedance segmentu bifilárního etalonu na plášť etalonu
$\hat{Z}_{CAB}$	Sériová impedance zkratovaného koaxiálního kabelu
$\hat{Z}_{EF}$	Efektivní hodnota impedance 4TP etalonu
$\hat{Z}_G$	Impedance mezi zeměmi svorek $H_{POT}$ a $L_{POT}$ u 4TP etalonu
$\hat{Z}_{GH}$	Vnitřní svod z high svorky 4TP etalonu
$\hat{Z}_{GL}$	Vnitřní svod z low svorky 4TP etalonu

$\hat{Z}_i$	Zatěžovací impedance Wagnerova obvodu při přepnutí vstupu multiplexeru
$\hat{Z}_{MPX}$	Vstupní paralelní impedance hlavního kanálu multiplexeru včetně kabelu
$\hat{Z}_N$	Vstupní impedance nulového detektoru
$\hat{Z}_{M1}$	Změřená hodnota impedance etalonu $Z_1$
$\hat{Z}_{M2}$	Změřená hodnota impedance etalonu $Z_2$
$\hat{Z}_P$	Paralelní svodová impedance nebo výstupní sériová impedance napěťového portu koaxiálního etalonu
$\hat{Z}_{PH}$	Výstupní sériová impedance $H_{POT}$ svorky 4TP etalonu
$\hat{Z}_S$	Sériová impedance
$\hat{Z}_S$	Impedance mezi $L_{CUR}$ svorkami etalonů $Z_1$ a $Z_2$
$\hat{Z}_{S0}$	Zbytková sériová impedance zkratovací propojky
$\hat{Z}_{SH}$	Zbytková sériová impedance (SHORT korekce)
$\hat{Z}_{skin}$	Impedance vodiče se skin efektem
$\hat{Z}_{W1}$	Vstupní impedance wagnerova obvodu v rameni 1 můstku
$\hat{Z}_{W2}$	Vstupní impedance wagnerova obvodu v rameni 2 můstku
$\hat{Z}_X$	Změřená hodnota impedance

# Seznam příloh

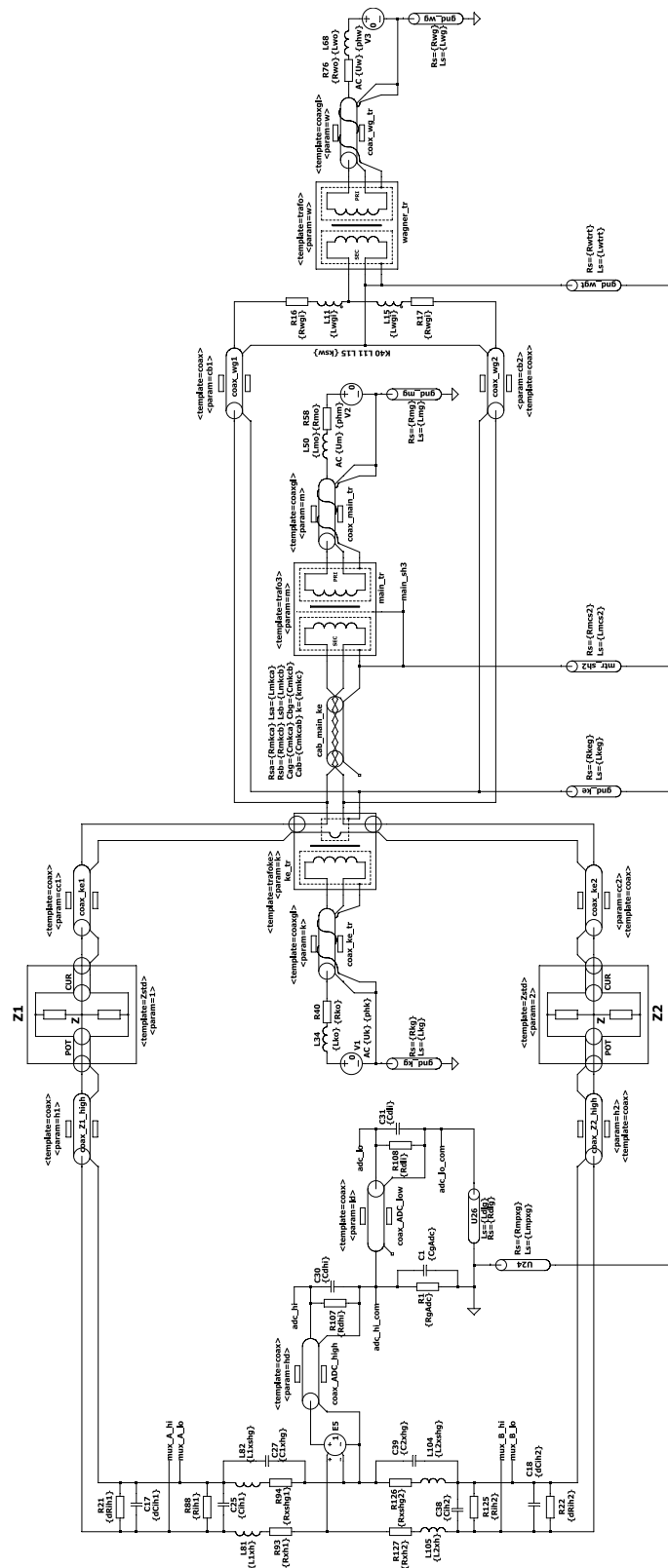
A Spice modely použité pro obvodovou simulaci můstku	156
B Fotografie vypočitatelných bifilárních etalonů odporu	160
C Fotografie VF sestavy můstku	161

# A Spice modely použité pro obvodovou simulaci můstku

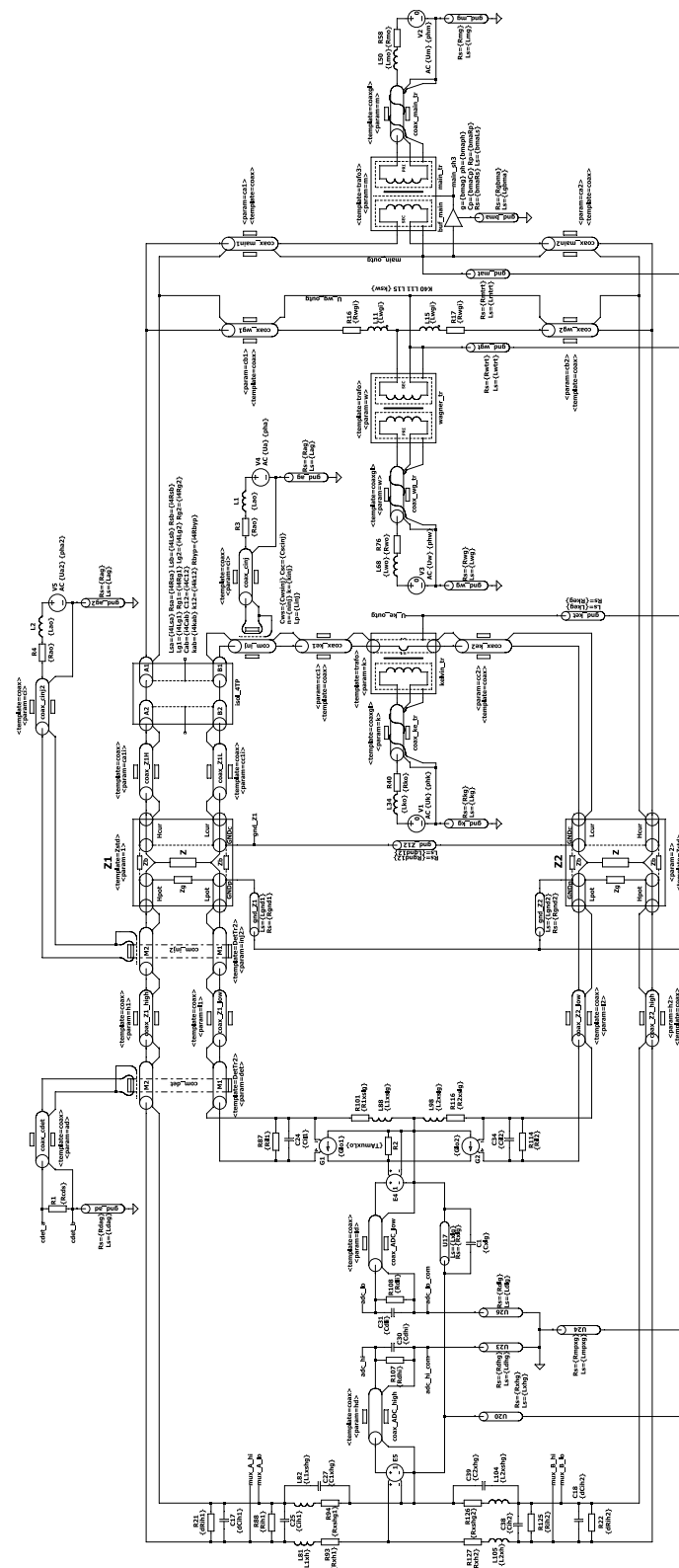


Obr. A.1: Model můstku pro porovnání koaxiálních bočníků ve 4TP režimu.

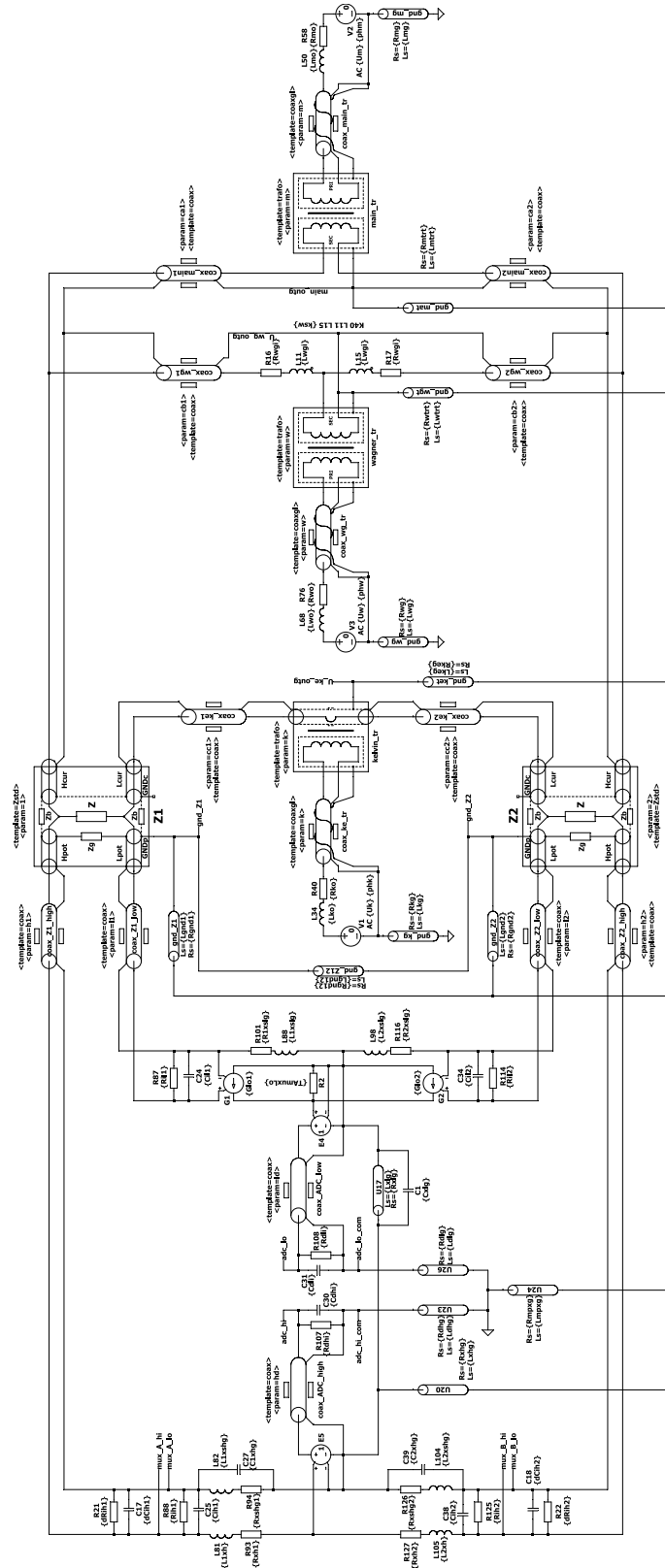




Obr. A.2: Model můstku pro porovnání koaxiálních bočníků v diferenciálním režimu.

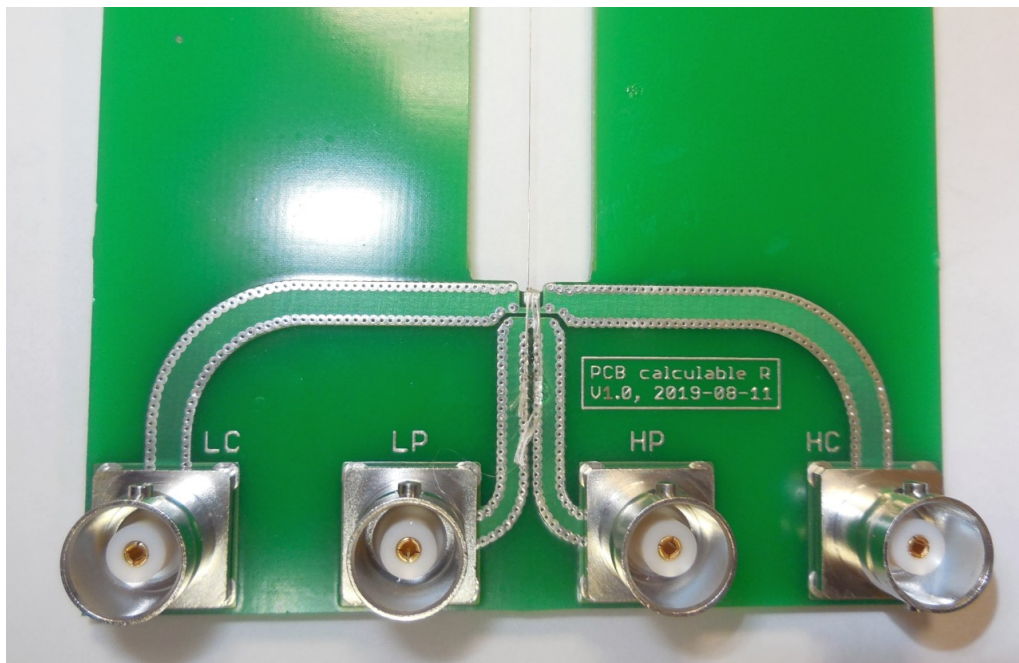


Obr. A.3: Model můstku pro porovnání 4TP impedancí do 100 kHz.



Obr. A.4: Model můstku pro porovnání 4TP impedancí od 10 kHz od 1 MHz.

## B Fotografie vypočitatelných bifilárních etalonů odporu



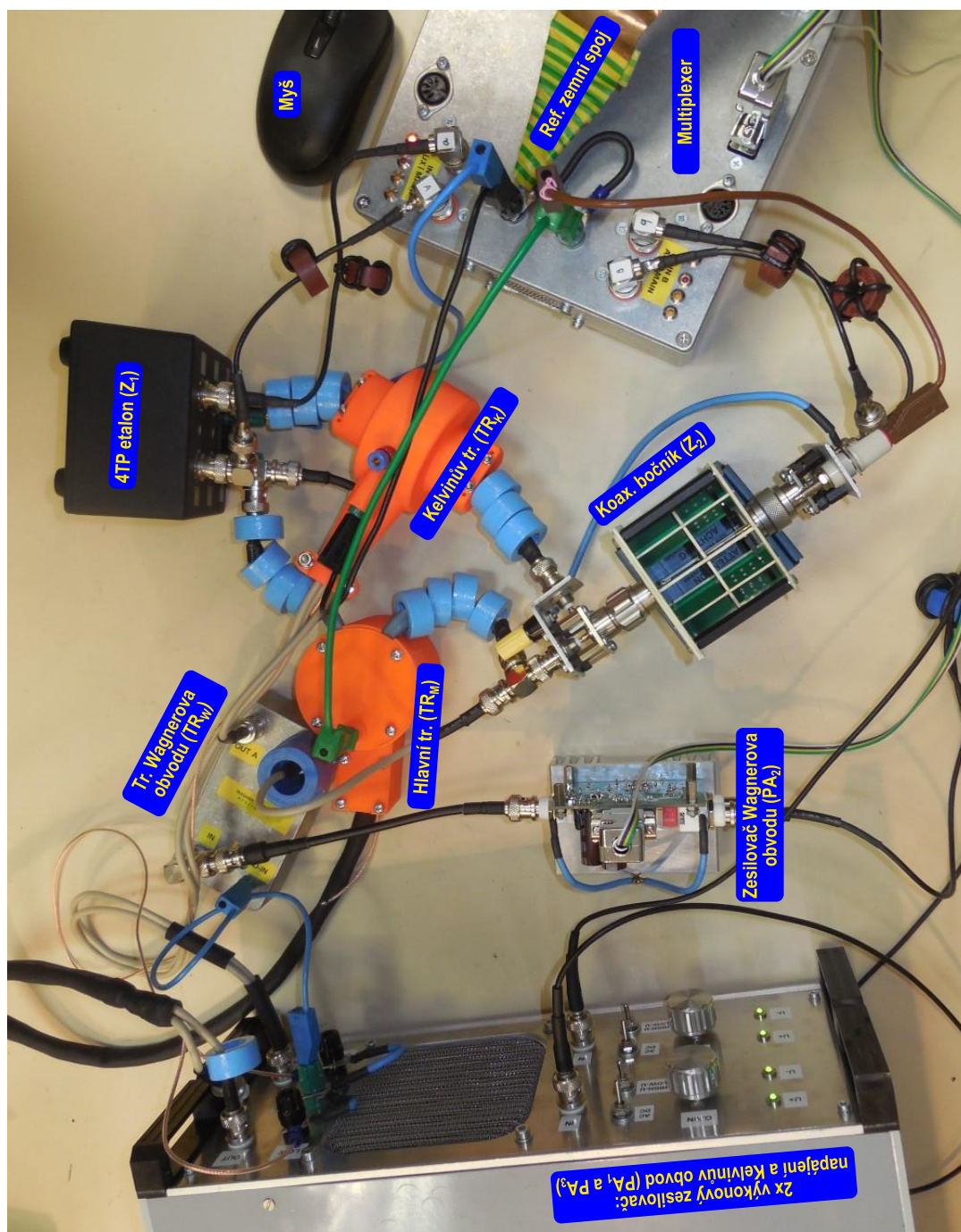
(a)



(b)

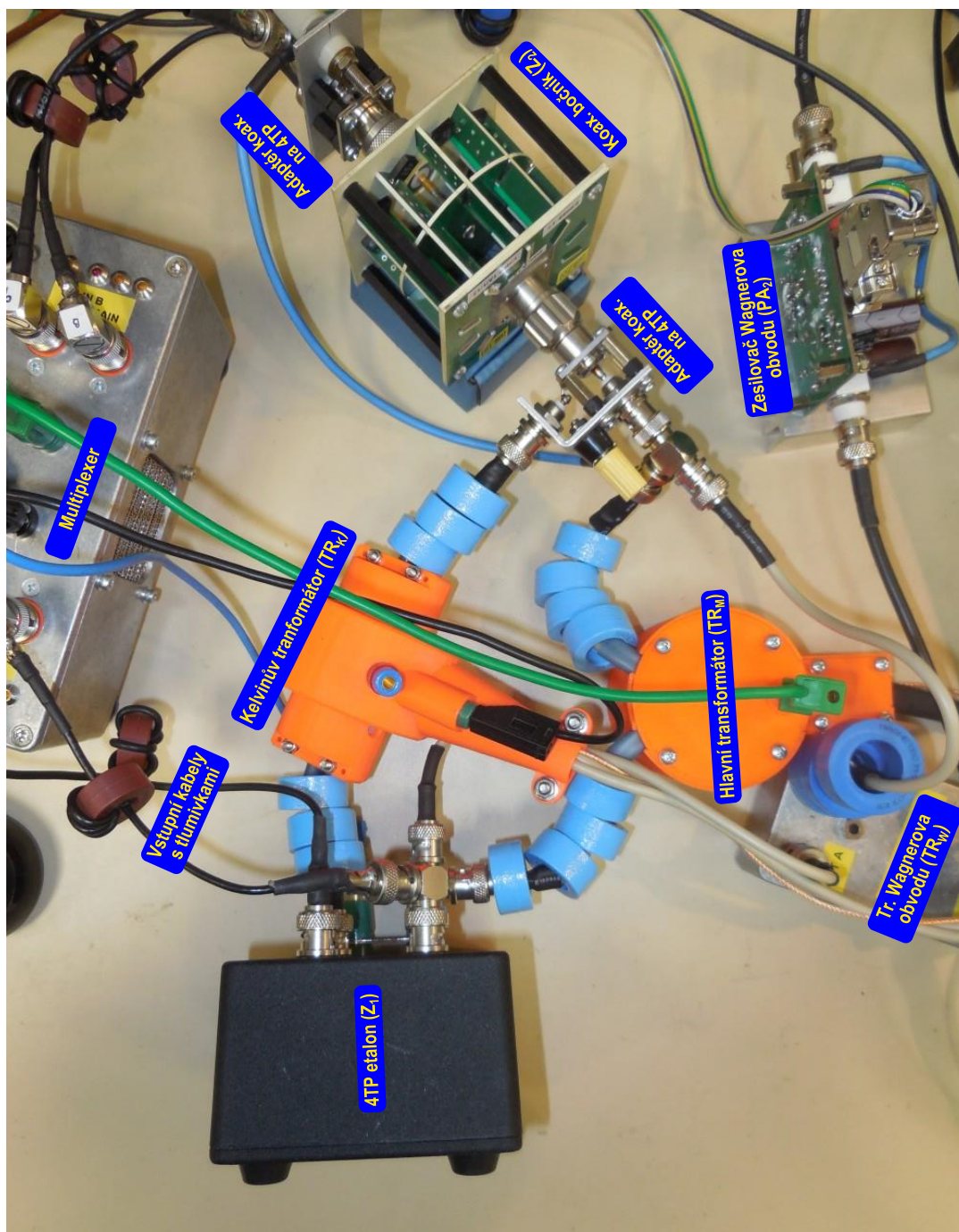
Obr. B.1: Fotografie 4TP vypočitatelných bifilárních odporů založených na DPS adaptérech.

## C Fotografie VF sestavy můstku



Obr. C.1: Fotografie VF sestavy můstku v zapojení pro porovnání 4TP odporu s koaxiálním bočníkem.





Obr. C.2: Detail připojení etalonů sestavy VF můstku v zapojení pro porovnání 4TP odporu s koaxiálním bočníkem.